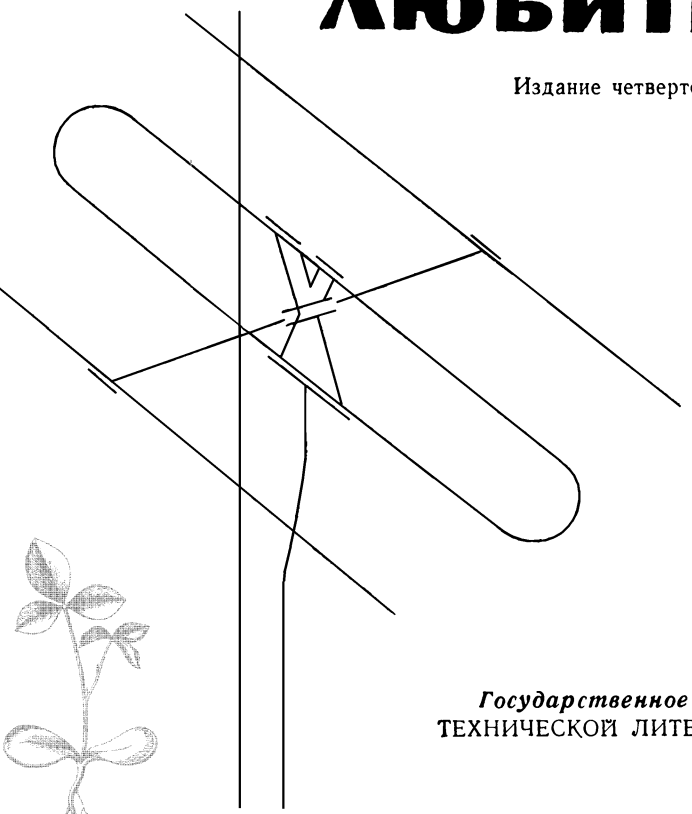
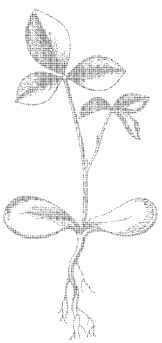
СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ

Р.М.ТЕРЕЩУК
Р.М.ДОМБРУГОВ
Н.Д.БОСЫЙ

Справочник радиолюбителя

Издание четвертое стереотипное





Государственное издательство
ТЕХНИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЫ УССР
Киев — 1962

Scan AAW

6Ф2(083)
Т 35

Справочник содержит основные сведения, необходимые радиолюбителям в их работе по расчету, конструированию и налаживанию радиоприемников, телевизоров, магнитофонов, усилителей и другой радиоаппаратуры.

Справочник рассчитан на подготовленного радиолюбителя. Содержащийся в нем справочный материал может быть полезен также техникам и инженерам, работающим в области радиоэлектроники.

Ромуальд Михайлович Терещук, Рэм Матвеевич Домбругов, Николай Дмитриевич Босый

Справочник радиолюбителя

Редактор *А. Ковальчук*

Обложка художника *Н. Кочережко*

Технический редактор *С. Матусевич* Корректоры *В. Кожукало* и *Н. Радецкая*

Подписано к печати 17 II. 1962 г. Формат бумаги 84 × 108¹/₃₂. Объем 26,25 физич. лист., 44,1 усл. лист., 57,7 учетно-издат. лист. Тираж 100 000. БФ 00016. Зак. 164. Цена 2 руб. 12 коп.

Государственное издательство технической литературы УССР, Киев, Пушкинская, 28.

Напечатано с матриц книжной фабрики им. Фрунзе на Книжно-журнальной фабрике Главполиграфиздата Министерства культуры УССР. Киев, Воровского, 24.

ПРЕДИСЛОВИЕ

По сравнению с первым изданием 1957 г. справочник значительно переработан и дополнен. Написана новая глава «Элементы автоматики и телемеханики». Остальные главы переработаны и пополнены новыми сведениями, в частности, по акустическим системам для воспроизведения звука, ультралинейным оконечным каскадам, высококачественным усилителям низкой частоты, магнитной записи звука, цветному телевидению, телевизионным приемникам и антеннам. Приведены данные новых электроматериалов, радиодеталей, электронных, ионных и полупроводниковых приборов, гальванических элементов и батарей, аккумуляторов, микрофонов, громкоговорителей и др.

При подготовке второго издания справочника авторы учли критические замечания и пожелания читателей.

Цель справочника — дать радиолюбителю основные сведения, необходимые для расчета и конструирования различной радиоаппаратуры. Авторы стремились не только дать справочный материал, но и помочь читателю воспользоваться им, приобрести навыки инженерного подхода к расчетам и конструированию. Поэтому наряду со справочным материалом в большинстве случаев введен текст, облегчающий пользование материалом и его усвоение. В справочнике только в отдельных случаях приведены описания физических процессов и принципов действия тех или иных устройств. Расчетные формулы приведены в виде, удобном для практики.

При составлении справочника авторы стремились более подробно осветить вопросы, имеющие наибольшее практическое значение, интересующие большинство радиолюбителей, и вопросы, не нашедшие отражения в ранее изданных справочниках.

Главы II, III, IV, V, VI, VIII, X, XI, XIII, XIV,XV составлены Р. М. Терещуком, главы IX, XII, — Р. М. Домбруговым и главы I, VII, XVII — Н. Д. Босым. Глава XVI написана С. И. Ногиным.

Справочник не претендует на исчерпывающий подбор материала и его изложение. Все критические замечания и пожелания просим направлять по адресу: Киев, Пушкинская, 28, Гостехиздат УССР.

Авторы

ГЛАВА I

ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

§ 1. ЗАКОН ОМА

Закон Ома для участка цепи. Величина тока на участке цепи (рис. 1,*а*) прямо пропорциональна напряжению на концах этого участка и обратно пропорциональна его сопротивлению

откуда
$$I = \frac{U}{R},$$
$$U = IR; \quad R = \frac{U}{I},$$

где I — ток в цепи (в *а*); U — напряжение на концах цепи (в *в*); R — сопротивление участка цепи (в *ом*).

Закон Ома для всей цепи. Величина тока в неразветвленной цепи, содержащей один источник тока (рис.1,*а*), прямо пропорциональна его э. д. с. и обратно пропорциональна сопротивлению всей цепи

$$I = \frac{E}{R + r_0},$$

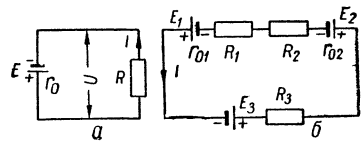


Рис. 1. Схемы неразветвленной цепи:
а — с одним источником энергии, *б* — с тремя источниками энергии.

где E — э. д. с. источника (в *в*); r_0 — внутреннее сопротивление источника.

Из этой формулы находим

$$IR = E - Ir_0 \quad \text{или} \quad U = E - Ir_0.$$

Следовательно, напряжение на зажимах источника тока меньше его э. д. с. на величину падения напряжения на внутреннем сопротивлении. При разомкнутой внешней цепи напряжение на зажимах источника тока равно его э. д. с.

Ток в неразветвленной цепи (рис. 1,*б*), состоящей из нескольких последовательно соединенных источников тока и нескольких внешних сопротивлений, определяется по формуле

$$I = \frac{\Sigma E}{\Sigma R + \Sigma r_0},$$

где $\Sigma E = E_1 - E_2 + E_3$ — алгебраическая сумма э. д. с.; ΣR — сумма сопротивлений внешней цепи; Σr_0 — сумма внутренних сопротивлений источников тока.

§ 2. ЗАКОНЫ КИРХГОФА

Первый закон. Сумма токов, приходящих к узловой точке (рис. 2,*а*), равна сумме токов, уходящих от нее,

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4 + I_5.$$

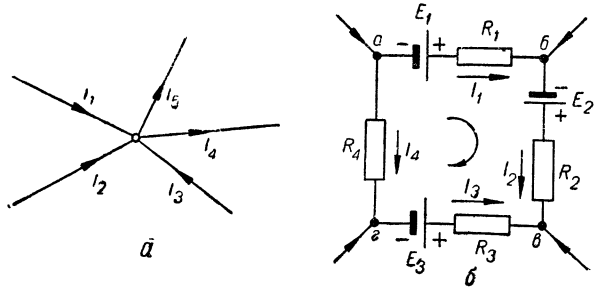


Рис. 2. К закону Кирхгофа:

а — узловая точка соединения проводников; *б* — замкнутый контур, содержащий несколько э. д. с. и несколько сопротивлений.

Если условно считать токи, приходящие к узловой точке, положительными, а уходящие — отрицательными, то первый закон Кирхгофа можно сформулировать так: алгебраическая сумма токов в узловой точке равна нулю

$$\Sigma I = 0.$$

Второй закон. Во всяком замкнутом контуре (рис. 2,*б*) алгебраическая сумма э. д. с. равна алгебраической сумме падений напряжений

$$\Sigma E = \Sigma IR.$$

При произвольно выбранном направлении обхода контура э. д. с. считаются положительными, если их направления совпадают с направлением обхода контура, и отрицательными — если не совпадают. Аналогично падения напряжений считаются положительными, если направление тока в сопротивлениях совпадает с направлением обхода контура, и отрицательным — если не совпадает. Так, для контура *абвг* (рис. 2,*б*) при обходе его по часовой стрелке можем написать

$$E_1 + E_2 - E_3 = I_1R_1 + I_2R_2 - I_3R_3 - I_4R_4.$$

На рис. 2,*б* не показаны внутренние сопротивления r_0 источников энергии. Они учтены путем соответствующего увеличения сопротивлений R_1, R_2 и R_3.

§ 3. СОЕДИНЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Последовательное соединение (рис, 3,*а*). Величина тока в любой точке неразветвленной цепи одна и та же:

$$I = I_1 = I_2 = I_3.$$

Общее (эквивалентное) сопротивление равно сумме всех последовательно соединенных сопротивлений

$$R = R_1 + R_2 + R_3.$$

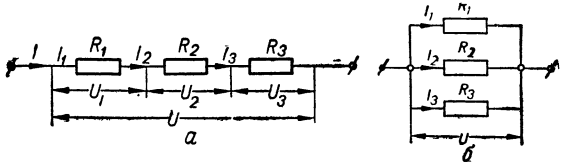


Рис. 3. Схемы соединения сопротивлений:
а — последовательное; *б* — параллельное.

Общее напряжение (падение напряжения) равно сумме напряжений (падений напряжений) на отдельных участках цепи

$$U = U_1 + U_2 + U_3.$$

Напряжения на участках цепи прямо пропорциональны сопротивлениям этих участков

$$U_1 = IR_1;\ U_2 = IR_2;\ U_3 = IR_3,$$

следовательно,

$$I = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_3}{R_3} = \frac{U}{R}.$$

Параллельное соединение (рис. 3,*б*). Ток в неразветвленной части цепи равен сумме токов в ветвях

$$I = I_1 + I_2 + I_3.$$

Общая проводимость разветвления равна сумме проводимостей отдельных ветвей:

$$g = g_1 + g_2 + g_3.$$

Общее сопротивление равно обратной величине общей проводимости $R = \frac{1}{g}$ и меньше наименьшего сопротивления. Общее сопротивление определяется из формулы

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}.$$

Ток в каждой ветви определяется согласно закону Ома

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = Ug_1;\ I_2 = \frac{U}{R_2} = Ug_2;\ I_3 = \frac{U}{R_3} g_3.$$

Токи в ветвях прямо пропорциональны проводимостям или обратно пропорциональны сопротивлениям ветвей

$$I_1 : I_2 : I_3 = g_1 : g_2 : g_3$$

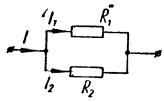
или

$$I_1 : I_2 : I_3 = \frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \frac{1}{R_3}.$$

Формулы для расчета часто встречающегося параллельного соединения двух сопротивлений приведены в табл. 1.

Таблица 1

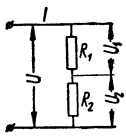
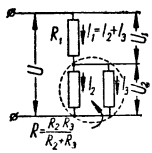
Параллельное соединение двух сопротивлений

Схема	R	I_1	I_2
	$\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$	$I\frac{R_2}{R_1+R_2}$	$I\frac{R_1}{R_1+R_2}$

Для быстрого определения общего сопротивления двух параллельно соединенных сопротивлений можно пользоваться номограммой, приведенной на рис. 4. При пользовании этой номограммой все сопротивления необходимо брать в одинаковых единицах (в омах, килоомах, мегомах).

Таблица 2

Делители напряжений

Схема	Искомая величина	Расчетная формула
	Ненагруженный делитель	
	Напряжение на выходе	$U_2 = U\frac{R_2}{R_1+R_2}$
	Добавочное сопротивление	$R_1 = \frac{U-U_2}{I}$
	Нагруженный делитель	
	Напряжение на выходе	$U_2 = U\frac{R}{R_1+R}$
	Добавочное сопротивление	$R_1 = \frac{U-U_2}{I_2+I_3}$

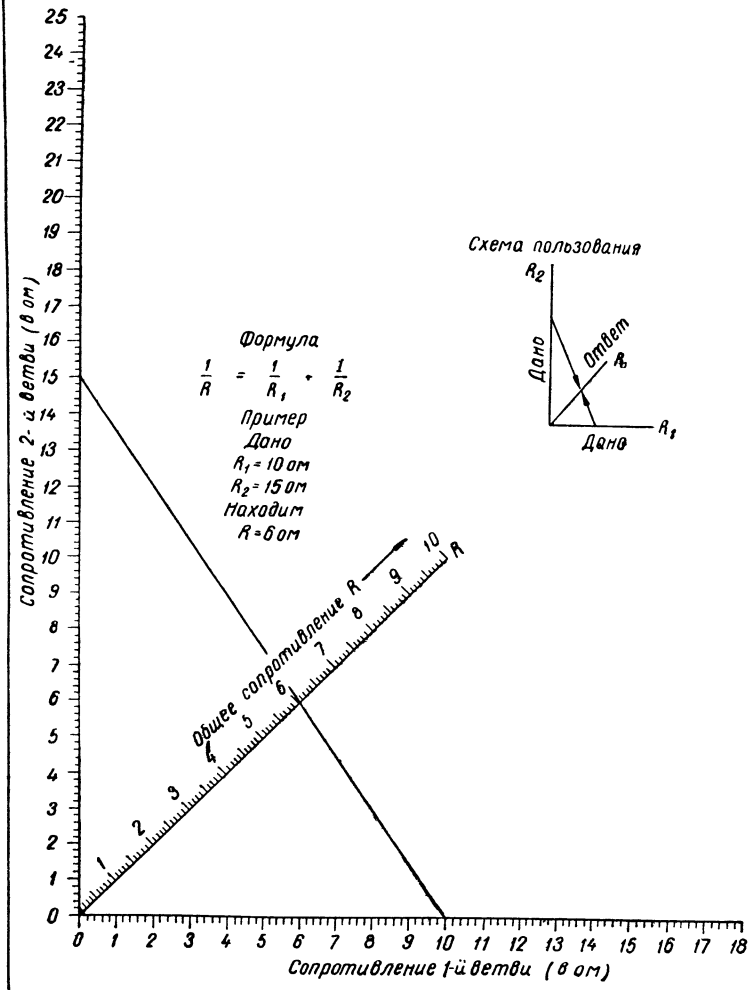


Рис. 4. Номограмма для определения общего сопротивления двух параллельно соединенных сопротивлений.

Пример расчета приведен на номограмме.

Если требуется определить общее сопротивление двух параллельно соединенных сопротивлений, величины которых больше 18 и 25 *ом*, обе величины следует уменьшить в число раз, кратное десяти, чтобы можно было пользоваться шкалами номограммы, а затем результат, найденный по средней шкале, увеличить в это же число раз. Например, требуется определить результирующее сопротивление двух параллельно соединенных сопротивлений $R_1 = 1050$ *ом* и $R_2 = 620$ *ом*. Уменьшив оба сопротивления в 100 раз, получим $R_1' = 10{,}5$ *ом* и $R_2' = 6{,}2$ *ом*. Затем по номограмме находим $R' = 3{,}9$ *ом*, увеличиваем его в 100 раз, после чего окончательно получим $R = 390$ *ом*.

Если цепь состоит из n одинаковых параллельно соединенных сопротивлений R_1, то

$$R = \frac{R_1}{n}.$$

Расчет делителей напряжения производится по формулам, приведенным в табл. 2.

§ 4. МОЩНОСТЬ, РАБОТА И ТЕПЛОВОЕ ДЕЙСТВИЕ ТОКА

Мощность P (в *вт*), выделяемая электрическим током в сопротивлении,

$$P = UI = I^2R = \frac{U^2}{R},$$

где I — ток в сопротивлении (в *а*); R — сопротивление (в *ом*); U — напряжение на сопротивлении (в *в*).

Мощность, развиваемая источником тока,

$$P = EI = I^2R + I^2r_0,$$

где I^2R — мощность, выделяющаяся во внешней цепи; I^2r_0 — потеря мощности внутри источника тока.

Максимальная мощность во внешней цепи будет при равенстве сопротивлений внешней цепи и внутреннего сопротивления источника тока. Необходимо учитывать, что при этом коэффициент полезного действия, равный отношению полезной мощности (во внешней цепи) ко всей развиваемой источником мощности, составляет только 50%.

Определение величин I, U, R и P (когда заданы две из них) производится по формулам, приведенным в табл. 3, а для ускорения расчетов можно воспользоваться номограммой, приведенной на рис. 5.

Работа тока (в *дж*)

$$A = Pt = IUt = I^2Rt = \frac{U^2}{R}t,$$

где t — время (в *сек*.).

Количество тепла, выделяющееся в проводнике при прохождении по нему тока,

$$Q = 0{,}24UIt = 0{,}24I^2Rt = 0{,}24\frac{U^2}{R}t.$$

При расчете теплового действия тока пользуются эквивалентом тепла

$$1\ ккал = 4184\ дж\ (вт\text{-}с) = 1{,}16\ вт\text{-}ч$$

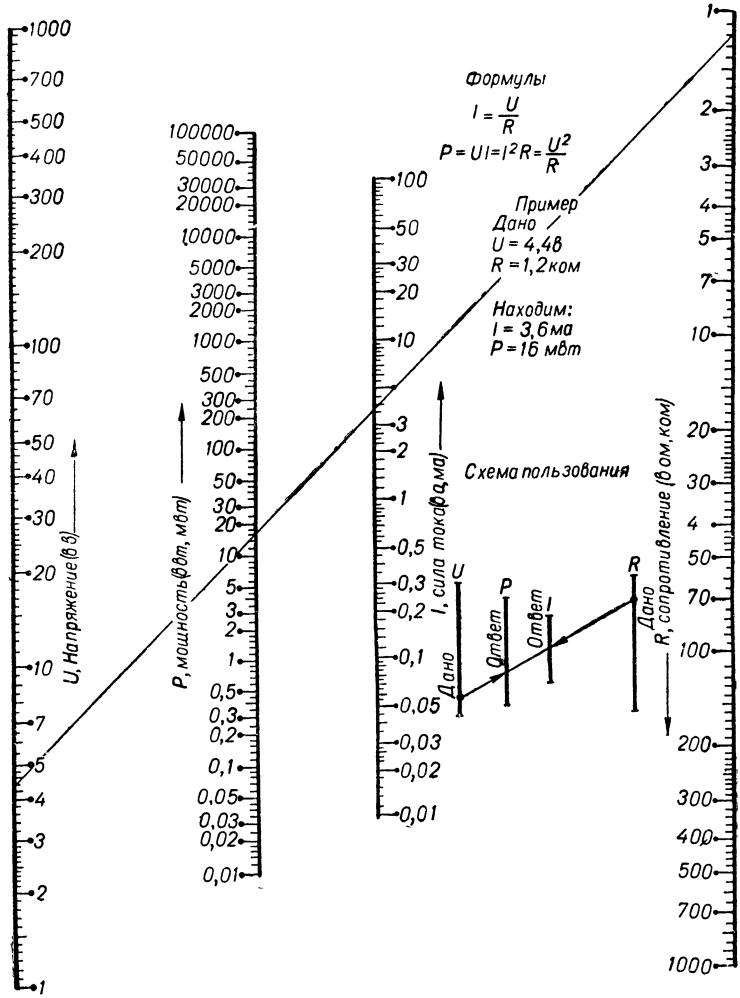


Рис. 5. Номограмма для определения I, U, R и P по двум заданным величинам.

и тепловым эквивалентом работы

1 *кГм* = 2,34 *кал*;
1 *квт-ч* = 860 *ккал*;

Таблица 3

Соотношения для расчета *I*, *U*, *R* и *P*

Искомая величина	*I*	*U*	*R*	*P*
Расчетные формулы	$\frac{U}{R}$	IR	$\frac{U}{I}$	UI
	$\frac{P}{U}$	$\frac{P}{I}$	$\frac{U^2}{P}$	I^2R
	$\sqrt{\frac{P}{R}}$	$\sqrt{PR}$	$\frac{P}{I^2}$	$\frac{U^2}{R}$
Единицы измерения	*а*	*в*	*ом*	*вт*
	ма	*в*	*ком*	*мвт*
	мка	*в*	*Мом*	*мквт*
	а	*кв*	*ком*	*квт*
	ма	*мв*	*ом*	*мквт*
	ма	*кв*	*Мом*	*вт*

На тепловом действии тока основана работа нагревательных приборов, ламп накаливания, плавких предохранителей, электросварки, плавление, пайка и т. д.

Количество тепла, выделяющееся на каждом из последовательно соединенных сопротивлений, прямо пропорционально величине этих сопротивлений. Наоборот, при параллельном соединении сопротивлений количество тепла, выделяющегося на каждом сопротивлении, обратно пропорционально величине этих сопротивлений.

§ 5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Интенсивность действия электрического поля характеризуется напряженностью *E*.

Напряженность электрического поля численно равна количеству электрических силовых линий, проходящих через единицу поверхности, перпендикулярной к направлению силовых линий.

Если во всех точках поля напряженность одинакова по величине и направлению, то такое поле называется однородным.

В практической системе единиц напряженность поля измеряется в вольтах на метр (*в/м*).

Величина, характеризующая вещество, находящееся в электрическом поле в отношении его участия в электрических явлениях, называется диэлектрической проницаемостью вещества.

Диэлектрическая проницаемость вакуума обозначается ε_0 и называется электрической постоянной.

Обычно диэлектрическую проницаемость ε любого вещества принято сравнивать с электрической постоянной.

Относительная диэлектрическая проницаемость

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}.$$

Диэлектрическая проницаемость вакуума равна единице, а воздуха практически равна единице ($\varepsilon_r = 1{,}0006$). Диэлектрические проницаемости некоторых изоляционных материалов приведены в табл. 22.

§ 6. ЕМКОСТЬ. СОЕДИНЕНИЕ КОНДЕНСАТОРОВ

Электрическая емкость конденсатора (в *к/в*)

$$C = \frac{q}{U},$$

где q — заряд на обкладках конденсатора (в *к*); U — напряжение на обкладках (в *в*).

Кулон на вольт называется фарадой.

$1\,ф = 10^6\,мкф$; $1\,мкф = 10^6\,пф$ (*мкмкф*); $1\,пф = 0{,}9\,см$.

Емкость плоского конденсатора

$$C = \frac{0{,}88\varepsilon_r S}{a},$$

где C — емкость (в *пф*); S — площадь обкладок конденсатора (в $см^2$); ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика, находящегося между обкладками конденсатора; a — расстояние между обкладками (в *мм*).

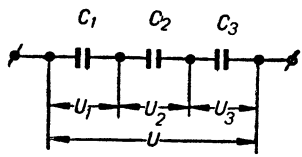


Рис. 6. Последовательное соединение конденсаторов.

Емкость плоского конденсатора, состоящего из n параллельно соединенных обкладок,

$$C = \frac{0{,}88\varepsilon_r S(n-1)}{a}.$$

Последовательное соединение конденсаторов (рис. 6). Общее напряжение равно сумме напряжений на отдельных конденсаторах

$$U = U_1 + U_2 + U_3.$$

Напряжения на конденсаторах обратно пропорциональны их емкостям

$$U_1 : U_2 : U_3 = \frac{1}{C_1} : \frac{1}{C_2} : \frac{1}{C_3}.$$

Такое распределение напряжений наблюдалось бы только при отсутствии проводимости у конденсаторов. Если же сопротивления между обкладками (сопротивления утечки) конечны по величине, то напряжения на конденсаторах будут пропорциональны их сопротивлениям утечки. Поэтому при последовательном включении конденсаторов их шунтируют внешними сопротивлениями, чтобы напряжения на них определялись величинами этих сопротивлений, а не случайными значениями сопротивлений утечки.

Общая емкость определяется по формуле

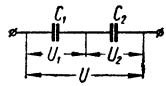
$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$$

и будет меньше емкости наименьшего конденсатора данной цепи.

Формулы для расчета последовательного соединения двух конденсаторов приведены в табл. 4.

Таблица 4

Последовательное соединение двух конденсаторов

Схема	C	U_1	U_2
	$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$	$U\frac{C_2}{C_1+C_2}$	$U\frac{C_1}{C_1+C_2}$

Общую емкость двух последовательно соединенных конденсаторов можно определить и по номограмме (рис. 4), но вместо R_1 и R_2 необходимо брать C_1 и C_2 в одинаковых единицах (*мкф*, *пф* и т. д.).

При последовательном соединении n конденсаторов одинаковой емкости C_1 общая емкость

$$C = \frac{C_1}{n}.$$

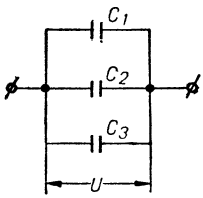


Рис. 7. Параллельное соединение конденсаторов.

Параллельное соединение конденсаторов (рис. 7). Напряжения на каждом конденсаторе одинаковы и равны U.

Общая емкость C равна сумме емкостей параллельно соединенных конденсаторов:

$$C = C_1 + C_2 + C_3.$$

При параллельном соединении n конденсаторов одинаковой емкости C_1 общая емкость

$$C = C_1 n.$$

§ 7. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Явление преобразования энергии внутреннего теплового движения элементарных частиц веществ в электрическую энергию называется термоэлектричеством.

Если точку *в* соприкосновения двух разнородных веществ (рис. 8) подогревать, то на холодных концах *а* и *б* этих веществ возникает э. д. с., получившая название термо э. д. с. Величина этой э. д. с. зависит от химических свойств соприкасающихся веществ и разности температур между концами *а — б* и *в*. Термо-э. д. с. особенно велики у некоторых полупроводников.

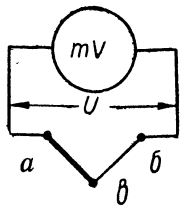


Рис. 8. Схема термопары.

Система, состоящая из двух разнородных металлов или полупроводников, соединенных между собой и служащих для получения термо-э д. с., называется термопарой. Для сравнительной оценки различных термопар ниже приводятся значения их термо-э. д. с. на 1° С.

Термо-э. д. с. некоторых термопар, в *мв/град.*

Термопара	Термо-э. д. с.	Термопара	Термо-э. д. с.
Хромель-алюмель[1]	420	Манганин-константан	50
» -копель[2]	620	Никель-железо	34
Железо-константан	53	Серебро-платина	12
		Медь-манганин	1,5

Термопары используются для измерения температур, как датчики температуры (см. гл. XVII). В измерительной технике термопары используются для преобразования переменного тока (обычно тока высокой частоты) в постоянный (см. гл. XVI).

Термопары, электрически соединенные между собой в батареи и служащие для получения электрической энергии, называются термогенераторами.

Термогенераторы, состоящие из термопар хромель-алюмель или хромель-копель, подогреваемые керосиновой осветительной лампой, используются для питания экономичных приемников постоянного тока в неэлектрифицированных сельских местностях. Коэффициент полезного действия этих термогенераторов составляет примерно 7%

§ 8. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Магнитное поле создается постоянными магнитами и проводниками, по которым проходит ток.

Для характеристики магнитного поля вводятся такие величины:

---

[1] Хромель — сплав, содержащий около 90% никеля и 10% хрома. Алюмель — сплав, содержащий 95% никеля, а остальное — алюминий, кремний и магний.

[2] Копель — сплав, содержащий 43,5% никеля и 56,5% меди.

Напряженность магнитного поля, характеризующая интенсивность магнитного поля в данной точке пространства. Напряженность магнитного поля, создаваемого током, определяется его величиной и формой проводника. Напряженность магнитного поля (в *а/м*) внутри катушки, у которой длина намного больше диаметра, может быть определена по формуле

$$H = \frac{I w}{l},$$

где I — ток (в *а*); w — число витков; l — длина катушки (в *м*).

Магнитный поток — общее количество магнитных силовых линий, пронизывающих контур. Для вакуума и практически для воздуха магнитный поток (в *вб*)

$$\Phi = HS,$$

где S — площадь контура (в $м^2$).

Магнитная индукция — интенсивность результирующего магнитного поля в данном веществе

$$B = \frac{\Phi}{S} \quad \frac{вб}{м^2}.$$

Магнитная проницаемость — величина, показывающая, во сколько раз магнитная индукция в данном веществе больше или меньше напряженности внешнего магнитного поля

$$\mu = \frac{B}{H} \quad \frac{ом \cdot сек}{м}.$$

Магнитная проницаемость вакуума (магнитная постоянная) равна единице. Для воздуха $\mu \approx 1$. У парамагнитных веществ (алюминий, платина) $\mu > 1$, у диамагнитных (медь, висмут и др.) $\mu < 1$, а у ферромагнитных (железо, никель, кобальт и некоторые сплавы) $\mu \gg 1$.

В соответствии с приведенными выше формулами для любого вещества можем написать:

$$\Phi = BS = \mu HS.$$

Кроме практической системы единиц, пользуются абсолютной электромагнитной системой единиц. Соотношение между единицами этих систем следующее:

$$1 \frac{а}{м} = 12{,}56 \cdot 10^{-3}\ э \text{ (эрстед)};$$

$$1\ вб = 10^8\ мкс \text{ (максвелл)};$$

$$1 \frac{вб}{м^2} = 10^4\ гс \text{ (гаусс)}.$$

§ 9. ИНДУКТИВНОСТЬ И ВЗАИМОИНДУКТИВНОСТЬ

Индуктивность (коэффициент самоиндукции) численно равна э. д. с. самоиндукции (e_L), возникающей в проводнике (контуре) при равномерном изменении тока в нем на 1 *а* в 1 сек.

$$L = \frac{e_L}{\frac{\Delta i}{\Delta t}}.$$

Индуктивность измеряется в следующих единицах:

1 *гн* = 1000 *мгн*; 1 *мгн* = 1000 *мкгн*; 1 *мкгн* = 1000 *см*.

Коэффициент взаимоиндукции (M) численно равен э. д. с. взаимоиндукции, возникающей в одном контуре при равномерном изменении тока на 1 *а* в 1 сек. в другом контуре (рис. 9)

$$M = \frac{e_2}{\frac{\Delta i_1}{\Delta t}} = \frac{e_1}{\frac{\Delta i_2}{\Delta t}}.$$

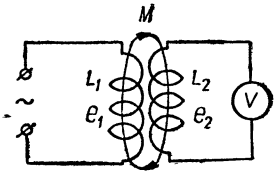


Рис. 9. Индуктивно связанные цепи.

Коэффициент взаимоиндукции измеряется в тех же единицах, что и индуктивность.

Связь через общий магнитный поток двух катушек индуктивностью L_1 и L_2 называется индуктивной связью, характеризуемой коэффициентом связи

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Зная коэффициент связи, можно определить коэффициент рассеяния

$$\sigma = 1 - k^2 = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 L_2}.$$

Если катушки находятся на общем замкнутом ферромагнитном сердечнике достаточно большого сечения, то $k \approx 1$, а $\sigma \approx 0$.

§ 10. СОЕДИНЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Общая индуктивность L нескольких последовательно или параллельно соединенных индуктивностей при отсутствии, а также при наличии индуктивной связи между ними определяется по формулам, приведенным в табл. 5.

Общую индуктивность двух параллельно соединенных индуктивностей (при $M = 0$) можно определить и по номограмме (рис. 4), но вместо R_1 и R_2 следует брать L_1 и L_2, выраженные в одинаковых единицах (*гн*, *мгн*, *мкгн*).

§ 11. ПАРАМЕТРЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

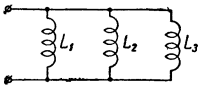
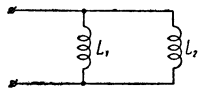
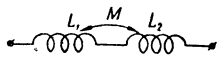
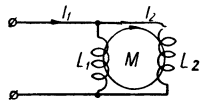
Период T (рис. 10, *а*) — время, в течение которого периодически изменяющаяся величина a проходит полный цикл своего изменения. Период измеряется в секундах. Так как периоду соответствует поворот вектора на 360° или 2π радиан, то по оси иксов можно откладывать вместо времени соответствующие значения угла (рис. 10, *б*).

Частота — количество периодов в секунду

$$f = \frac{1}{T} \text{ гц}.$$

Таблица 5

Параллельное и последовательное соединение индуктивностей

Схема соединения	Общая индуктивность
	$L = L_1 + L_2 + L_3$
	$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}$
	$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$
	$L = L_1 + L_2 \pm 2M$ *
	$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M}$ *

Частота измеряется в *гц*, *кгц*, *Мгц*

$$1\ Мгц = 10^3\ кгц = 10^6\ гц;\ 1\ кгц = 1000\ гц.$$

Круговая частота — количество периодов за 2π (6,28) секунд

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}\ \frac{1}{сек}.$$

Длина волны излучения λ определяется по формуле

$$\lambda = cT = \frac{c}{f},$$

где c — скорость света, равная приблизительно 300 000 *км/сек*.

Взаимозависимости между частотой и длиной волны приведены в табл. 6.

* Верхний знак берется при согласованном, нижний — при встречном включениях.

Таблица 6

Взаимозависимость между частотой и длиной волны

Перевод длины волны в частоту	Перевод частоты в длину волны
$f_{[гц]} = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda_{(м)}} = \frac{3 \cdot 10^5}{\lambda_{(км)}}$	$\lambda_{[м]} = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f_{(гц)}} = \frac{3 \cdot 10^5}{f_{(кгц)}} = \frac{300}{f_{(Мгц)}}$
$f_{[кгц]} = \frac{3 \cdot 10^5}{\lambda_{(м)}}$	$\lambda_{[см]} = \frac{3 \cdot 10^4}{f_{(Мгц)}}$
$f_{(Мгц)} = \frac{300}{\lambda_{(м)}} = \frac{3 \cdot 10^4}{\lambda_{(см)}}$	

Фаза, фазовый угол ψ — угол, определяющий значение периодически изменяющейся величины в данный момент времени.

Начальная фаза — фазный угол в начальный момент времени (угол ψ на рис. 10, *б*).

Сдвиг фаз — сдвиг по времени моментов достижения одинаковых значений (например, нулевых, положительных или отрицательных максимальных значений) двух синусоидальных величин. Угол сдвига фаз φ равен разности начальных фазных углов.

На рис. 11 приведены кривые синусоидальных напряжения и тока, сдвинутых по фазе на угол

$$\varphi = \psi_1 - \psi_2.$$

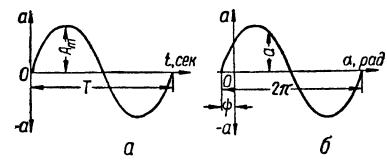


Рис. 10. Графики синусоидального тока:
а — с начальной фазой, равной нулю;
б — с начальной фазой ψ.

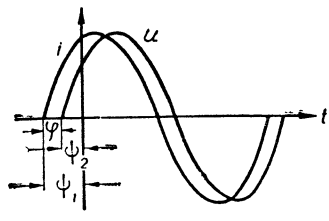


Рис. 11. Кривые тока и напряжения, сдвинутые по фазе на угол φ.

Мгновенное значение (рис. 10, *б*) — значение величины в данный момент времени

$$a = A_m \sin(\omega t + \psi).$$

Амплитудное значение A_m — наибольшее из мгновенных значений.

Действующее (эффективное) значение величины, изменяющейся по синусоидальному закону

$$A = \frac{A_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, A_m.$$

Среднее за полупериод значение синусоидально изменяющейся величины

$$A_{ср} = \frac{2}{\pi} = 0{,}637\ A_m.$$

Формулы для определения амплитудных, мгновенных, действующих и средних значений тока и напряжения приведены в табл. 7.

Таблица 7

Зависимости между амплитудными, мгновенными, действующими и средними значениями тока и напряжения

Значение	Ток	Напряжение
Амплитудное	$I_m = \sqrt{2}\,I = 1{,}41\ I$	$U_m = \sqrt{2}\,U = 1{,}41\ U$
Мгновенное	$i = I_m \sin(\omega t + \psi)$	$u = U_m \sin(\omega t + \psi)$
Действующее	$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ I_m$	$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ U_m$
Среднее	$I_{ср} = \frac{2}{\pi}\ I_m = 0{,}637\ I_m$	$U_{ср} = \frac{2}{\pi}\ U_m = 0{,}637\ U_m$

§ 12. СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Активное сопротивление (рис. 12).

Если к активному сопротивлению приложено напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi),$$

то ток

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi).$$

Ток и напряжение в цепи с активным сопротивлением совпадают по фазе.

Максимальные и действующие значения тока и напряжение

$$I_m = \frac{U_m}{r};\quad I = \frac{U}{r};$$

$$U_m = I_m r;\quad U = Ir.$$

Индуктивность (рис. 13).

Если к индуктивности приложено напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi),$$

то ток

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi - 90°).$$

Следовательно, ток отстает от напряжения по фазе на четверть периода, или на 90°.

Индуктивное (реактивное) сопротивление катушки (в *ом*)

$$x_L = \omega L = 2\pi f L = \frac{2\pi}{T} L,$$

где L — индуктивность (в *гн*), или

$$x_L = \frac{1880}{\lambda} L,$$

где L — индуктивность (в *мкгн*); λ — длина волны (в *м*).

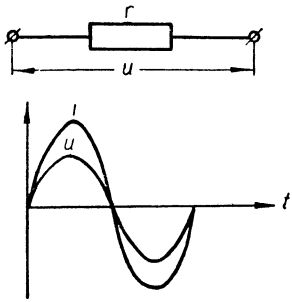


Рис. 12. График тока и напряжения в цепи с активным сопротивлением.

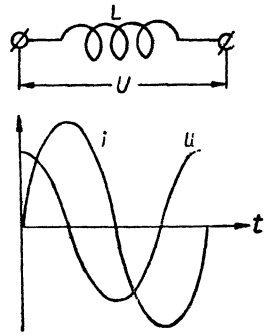


Рис. 13. График тока и напряжения в цепи с индуктивностью.

Индуктивная проводимость катушки

$$b_L = \frac{1}{\omega L}.$$

Емкость (рис. 14).

Если к емкости приложено напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi),$$

то ток

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi + 90°).$$

Следовательно, ток опережает напряжение по фазе на четверть периода, или на 90°.

Емкостное (реактивное) сопротивление конденсатора (в *ом*)

$$x_C = \frac{1}{\omega C_{(ф)}} = \frac{1}{2\pi f C_{(ф)}} = \frac{10^6}{2\pi f C_{(мкф)}} = \frac{10^{12}}{2\pi f C_{(пф)}}$$

или

$$x_C = \frac{530}{C} \lambda,$$

где λ — длина волны (в *м*); C — емкость (в *пф*).

Емкостная проводимость конденсатора

$$b_C = \omega C.$$

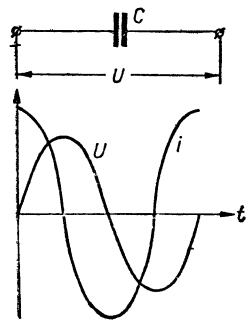


Рис. 14. График тока и напряжения в цепи с емкостью.

Реактивное сопротивление можно определить по номограмме (рис. 15).

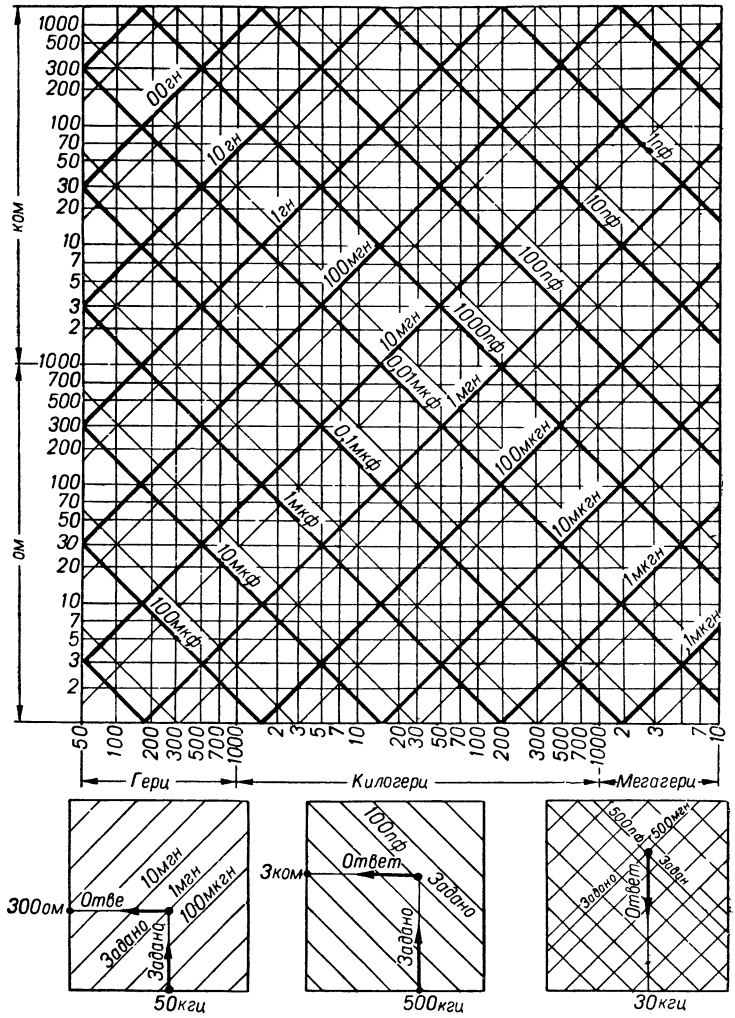


Рис. 15. Номограмма для определения реактивных сопротивлений по заданной частоте и индуктивности или емкости, а также для определения резонансной частоты контура.

§ 13. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ АКТИВНЫХ И РЕАКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Если определять действующие значения напряжения и тока, то формально все расчетные формулы для цепей переменного тока, состоящих из последовательно или параллельно соединенных активных сопротивлений, такие же, как и для цепей постоянного тока.

При расчете цепей переменного тока, состоящих из активных и реактивных сопротивлений, пользуются величинами полного сопротивления z, полной проводимости y, активной проводимости g и реактивной проводимости b.

Сопротивление цепей, состоящих из последовательно соединенных активного и реактивного сопротивлений, определяют по формулам:

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}; \quad r = z\cos\varphi; \quad x = z\sin\varphi;$$

$$x = r\operatorname{tg}\varphi; \quad y = \frac{1}{z}; \quad g = \frac{r}{z^2}; \quad b = \frac{x}{z^2},$$

где

$$\cos\varphi = \frac{r}{z}; \quad \sin\varphi = \frac{x}{z}; \quad \operatorname{tg}\varphi = \frac{x}{r}.$$

При параллельном соединении активного и реактивного сопротивлений (проводимостей) сопротивления цепей рассчитываются по формулам:

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}; \quad g = y\cos\varphi; \quad b = y\sin\varphi; \quad b = g\operatorname{tg}\varphi;$$

$$z = \frac{1}{y}; \quad r = \frac{g}{y^2}; \quad x = \frac{b}{y^2},$$

где

$$\cos\varphi = \frac{g}{y}; \quad \sin\varphi = \frac{b}{y}; \quad \operatorname{tg}\varphi = \frac{b}{g}.$$

Расчетные формулы для простейших цепей переменного тока приведены в табл. 8 и 9.

§ 14. МОЩНОСТЬ ПЕРЕМЕННОГО СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Мгновенная мощность в вольт-амперах (*ва*) — мощность в данный момент времени

$$p = iu.$$

Активная мощность (в *вт*) — мощность, выделяющаяся в активном сопротивлении и расходующаяся на его нагревание

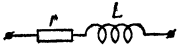
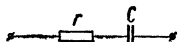
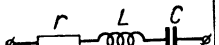
$$P = I^2 r = UI\cos\varphi = \frac{I_m^2 r}{2}.$$

Реактивная мощность в вольт-амперах реактивных (*вар*) — мощность, выделяющаяся в реактивном сопротивлении и расходующаяся на создание магнитных или электрических полей

$$P_p = I^2 x = UI\sin\varphi.$$

Таблица 8

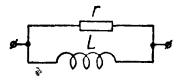
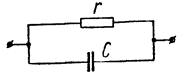
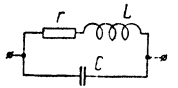
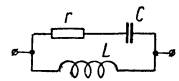
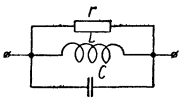
Последовательное соединение активных и реактивных сопротивлений

Схема	z	$\operatorname{tg}\varphi$	y	g	b
	$\sqrt{r^2+\omega^2L^2}$	$\frac{\omega L}{r}$	$\frac{1}{\sqrt{r^2+\omega^2L^2}}$	$\frac{r}{r^2+\omega^2L^2}$	$\frac{\omega L}{r^2+\omega^2L^2}$
	$\sqrt{r^2+\frac{1}{\omega^2C^2}}$	$-\frac{1}{r\omega C}$	$\frac{\omega C}{\sqrt{1+r^2\omega^2C^2}}$	$\frac{r\omega^2C^2}{1+r^2\omega^2C^2}$	$\frac{\omega C}{1+r^2\omega^2C^2}$
	$\sqrt{r^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}$	$\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{r}$	$\frac{\omega C}{\sqrt{N}}$	$\frac{r\omega^2C^2}{N}$	$\frac{\omega C(1-\omega^2LC)}{N}$

$$N=(1-\omega^2LC)^2+r^2\omega^2C^2$$

Таблица 9

Параллельное и смешанное соединение активных и реактивных сопротивлений

Схема	y	g	b	z	$\operatorname{tg}\varphi$
	$\frac{\sqrt{r^2+\omega^2L^2}}{r\omega L}$	$\frac{1}{r}$	$\frac{1}{\omega L}$	$\frac{r\omega L}{\sqrt{r^2+\omega^2L^2}}$	$\frac{r}{\omega L}$
	$\frac{\sqrt{1+r^2\omega^2C^2}}{r}$	$\frac{1}{r}$	ωC	$\frac{r}{\sqrt{1+r^2\omega^2C^2}}$	$-r\omega C$
	$\frac{\sqrt{(1-\omega^2LC)^2+r^2\omega^2C^2}}{\sqrt{r^2+\omega^2L^2}}$	$\frac{r}{r^2+\omega^2L^2}$	$\frac{N}{r^2+\omega^2L^2}$	$\frac{\sqrt{r^2+\omega^2L^2}}{\sqrt{(1-\omega^2LC)^2+r^2\omega^2C^2}}$	$\frac{N}{r}$
	$\frac{\sqrt{(1-\omega^2LC)^2+r^2\omega^2C^2}}{\omega L\sqrt{1+r^2\omega^2C^2}}$	$\frac{r\omega^2C^2}{1+r^2\omega^2C^2}$	$\frac{M}{\omega L(1+r^2\omega^2C^2)}$	$\frac{\omega L\sqrt{1+r^2\omega^2C^2}}{\sqrt{(1-\omega^2LC)^2+r^2\omega^2C^2}}$	$\frac{M}{r\omega^3C^2}$
	$\frac{\sqrt{r^2(1-\omega^2LC)^2+\omega^2L^2}}{r\omega L}$	$\frac{1}{r}$	$\frac{1-\omega^2LC}{\omega L}$	$\frac{r\omega L}{\sqrt{r^2(1-\omega^2LC)^2+\omega^2L^2}}$	$\frac{r(1-\omega^2LC)}{\omega L}$

$N=\omega L-\omega C(r^2+\omega^2L^2)$; $\quad M=1-\omega^2LC+r^2\omega^2C^2$

Кажущаяся или полная мощность (в *ва*)

$$P_к = I^2 z = UI = \sqrt{P^2 + P_р^2}.$$

Коэффициент мощности (косинус угла сдвига фаз между напряжением и током)

$$\cos\varphi = \frac{P}{P_к} = \frac{r}{z} = \frac{g}{y}.$$

Энергия магнитного поля (в *дж*) катушки индуктивности

$$W_м = \frac{LI_m^2}{2} = LI^2,$$

где L — индуктивность (в *гн*); I — ток (в *а*).

Энергия электрического поля (в *дж*) конденсатора

$$W_э = \frac{CU_m^2}{2} = CU^2,$$

где C — емкость (в *ф*); U — напряжение (в *в*).

§ 15. НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ

Несинусоидальные токи — это токи, форма кривой которых отличается от синусоиды. Математический анализ показывает, что всякая

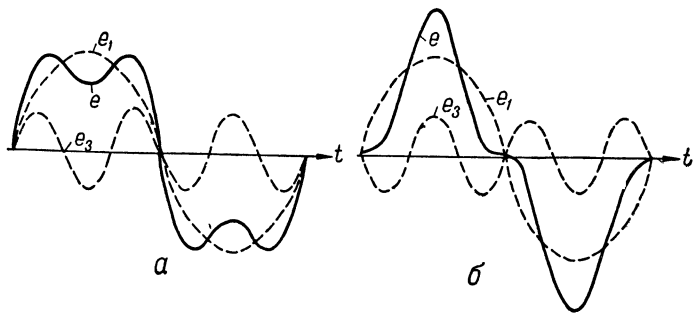


Рис. 16. Несинусоидальные кривые, состоящие из основной частоты и гармоники третьего порядка:

а — с одинаковыми начальными фазами, *б* — с разными начальными фазами.

периодическая несинусоидальная кривая в общем случае может быть представлена постоянной составляющей и суммой бесконечного числа синусоидальных и косинусоидальных кривых (гармоник), частоты которых в целое число раз больше основной частоты.

Если несинусоидальная кривая симметрична относительно оси времени (оси абсцисс), то она не содержит постоянной составляющей и гармоник четного порядка. На рис. 16, *а* и *б* приведены примеры таких кривых, состоящих из основной частоты и гармоник третьего порядка с одинаковыми и разными начальными фазами.

Несинусоидальные токи, которые изменяют только величину, не изменяя направления, называются *пульсирующими*.

Пульсирующий ток или напряжение (рис. 17, *а*, *в*) состоит из постоянной составляющей, гармоник основной частоты и нечетных гармоник, а пульсирующий ток или напряжение (рис. 17,*б*) состоит из постоянной составляющей и гармоник четного порядка (основная частота отсутствует).

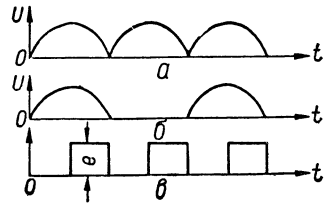


Рис. 17. Формы кривых пульсирующих токов.

Активная мощность несинусоидального тока равна сумме активных мощностей его гармоник, т. е.

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + \ldots + P_n.$$

§ 16. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Явление возникновения электрических зарядов на поверхности некоторых веществ при воздействии на них механических усилий называется *пьезоэлектрическим эффектом*. При сжатии пьезоэлектрического вещества возникают заряды одного знака, а при растяжении — другого. Пьезоэлектрический эффект наблюдается также при изгибе и кручении.

Наиболее ярко выражен пьезоэлектрический эффект у природных кристаллов кварца и турмалина, а также у искусственно выращенных кристаллов сегнетовой соли, виннокислого калия, фосфата аммония и керамики титаната бария Свойства этих кристаллов описаны в гл. III.

Пьезоэлектрический эффект обратим. Если поместить пластинку из пьезоэлектрического кристалла в переменное электрическое поле, то она начинает сжиматься и разжиматься, т. е. совершает колебания и по отношению к внешней цепи ведет себя как последовательный колебательный контур.

Система, состоящая из пьезопластинки и обкладок, называется пьезоэлектрическим резонатором (более подробно о свойствах пьезорезонатора см. гл. VII).

Явление прямого пьезоэлектрического эффекта используется в пьезоэлектрических адаптерах, а обратного — в пьезоэлектрических телефонах и громкоговорителях. Пьезоэлектрические резонаторы широко используются для стабилизации частоты генераторов и при изготовлении высокостабильных электрических фильтров.

ГЛАВА II

КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

§ 1. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР

Цепь, состоящая из последовательно соединенных индуктивности, емкости и активного сопротивления (рис. 18), называется последовательным колебательным контуром. Обычно сопротивление r не существует как отдельный элемент колебательного контура. Оно характеризует величину потерь энергии в колебательном контуре и называется сопротивлением потерь. Потери энергии в контуре состоят из потерь энергии в проводе катушки, соединительных проводах, экранах, диэлектрических потерь в изоляции проводов, диэлектрике конденсатора, каркасе катушки, потерь на излучение в окружающее пространство и др.

Ток в контуре зависит от частоты э.д.с. На высоких частотах реактивное сопротивление индуктивности больше, чем реактивное сопротивление емкости. На низких частотах большее значение принимает реактивное сопротивление емкости. При некоторой частоте абсолютные значения реактивных сопротивлений емкости и индуктивности становятся равными между собой, а полное сопротивление контура становится минимальным и равным активному сопротивлению r. При этом ток в контуре имеет максимальную величину и определяется отношением

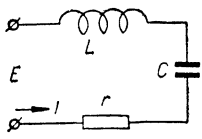


Рис. 18. Схема последовательного колебательного контура.

$$I = \frac{E}{r},$$

а напряжения на индуктивности и емкости равны, противоположны по фазе и достигают значительно большей величины, чем э.д.с. генератора E. Это явление называется резонансом, а частота, при которой происходит резонанс,— резонансной частотой контура. Резонанс в последовательном колебательном контуре называется последовательным резонансом, или резонансом напряжений.

Резонансная частота может быть определена по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где f_0 — резонансная частота контура (в *гц*);
L — индуктивность контура (в *гн*);
C — емкость контура (в *ф*).

Эта формула может быть представлена в следующих вариантах, удобных для практических расчетов:

$$L_{мкгн}C_{пф} = 0{,}28\lambda^2_{м}; \quad f_{гц} = \frac{159}{\sqrt{L_{гн}C_{мкф}}},$$

$$L_{см}C_{см} = 253\lambda^2_{м};$$

$$1{,}88\sqrt{L_{мкгн}C_{пф}} = \lambda_{м}; \quad f_{кгц} = \frac{5033}{\sqrt{L_{мгн}C_{пф}}};$$

$$f^2_{кгц} = \frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{L_{мкгн}C_{пф}}; \quad 3{,}55L_{мкгн}C_{пф} = \lambda^2_{м}.$$

Резонансную частоту контура при известных величинах L и C можно также определить по номограмме (рис. 15).

§ 2. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ КОНТУР

Параллельный колебательный контур отличается от последовательного способом включения источника колебаний (рис. 19).

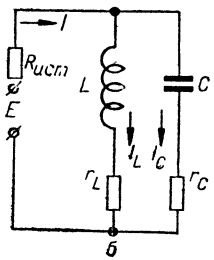


Рис. 19. Схема параллельного колебательного контура.

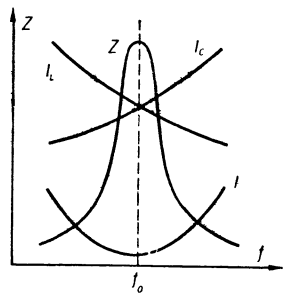


Рис. 20. Зависимости токов и полного сопротивления одиночного колебательного контура от частоты.

С повышением частоты сопротивление емкостной ветви уменьшается и ток в ней растет, сопротивление индуктивной ветви увеличивается, а ток в ней уменьшается (рис. 20). При некоторой частоте f_0,

называемой резонансной, реактивные сопротивления ветвей становятся численно равными. При этом токи индуктивной и емкостной ветвей также равны. Такой режим в параллельном колебательном контуре называется резонансом токов.

Ток генератора, напряжение на контуре и эквивалентное сопротивление контура между точками *а* и *б* (рис. 19) связаны соотношением

$$I = \frac{U}{Z}.$$

Токи в ветвях равны напряжению на контуре, деленному на сопротивления соответствующих ветвей, т. е.

$$I_L = \frac{U}{Z_L}, \quad I_C = \frac{U}{Z_C}.$$

При резонансе эквивалентное сопротивление параллельного колебательного контура носит активный характер, максимально по величине и выражается следующим соотношением:

$$R_{\text{оэ}} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r} = \frac{1}{r(\omega_0 C)^2} = \frac{L}{Cr},$$

где $r = r_L + r_C$ — суммарное сопротивление потерь в контуре;
$\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая резонансная частота, причем

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

§ 3. РЕЗОНАНСНАЯ КРИВАЯ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА. ДОБРОТНОСТЬ КОНТУРА. ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ

Зависимость тока в контуре или напряжения на контуре от частоты подводимого напряжения или тока называется резонансной кривой. Резонансная кривая может быть представлена следующим уравнением:

$$y = \frac{U}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}},$$

где U_0 — напряжение на контуре при резонансе; U — напряжение при расстройке; x — обобщенная расстройка

$$x = Q\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right),$$

где f_0 — резонансная частота контура; f — частота действующей на контур э. д. с.; Q — добротность контура, равная

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{r\omega_0 C}.$$

Для небольших расстроек (порядка нескольких процентов от резонансной частоты) величина обобщенной расстройки приближенно может быть выражена следующей формулой:

$$x \approx \frac{2\Delta f}{f_0} Q,$$

где $\Delta f = f_0 - f$ — расстройка.

Добротность Q является одним из важнейших параметров колебательного контура. Она характеризует остроту резонанса. Из уравнения резонансной кривой и рис. 21 видно, что чем больше Q, тем острее резонансная кривая, так как при больших Q даже небольшая расстройка вызывает значительное уменьшение тока в контуре по сравнению с резонансным.

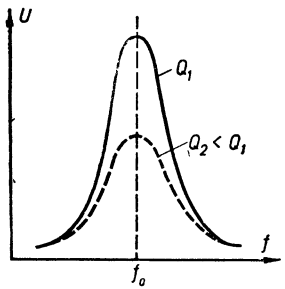


Рис. 21. Резонансные кривые одиночного колебательного контура при различной добротности.

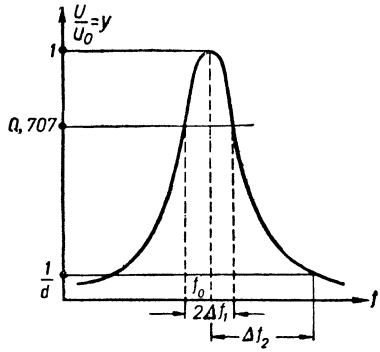


Рис. 22. Определение полосы пропускания и избирательности одиночного колебательного контура по резонансной кривой.

Величина, обратная добротности, называется затуханием контура

$$\delta = \frac{1}{Q}.$$

Полосой пропускания контура принято называть спектр частот, находящийся в пределах, ограниченных значениями напряжений $U = 0{,}707U_0$ (рис. 22)

$$\Delta F = 2\Delta f_1 = \frac{f_0}{Q}.$$

Относительной полосой пропускания называется отношение абсолютной полосы пропускания к резонансной частоте

$$\frac{\Delta F}{f_0} = \frac{1}{Q} = \delta.$$

Избирательностью, или селективностью при заданной расстройке, называют обычно величину, показывающую, во сколько раз помеха, частота которой отличается от резонансной на эту расстройку, усиливается слабее сигнала, совпадающего по частоте с резонансной,

$$d = \frac{1}{y}.$$

Избирательность колебательного контура можно определить по резонансной кривой (рис. 22). Для расстройки Δf_2 помеха ослабляется в d раз. Для ускорения расчетов удобно пользоваться графиками (рис. 23).

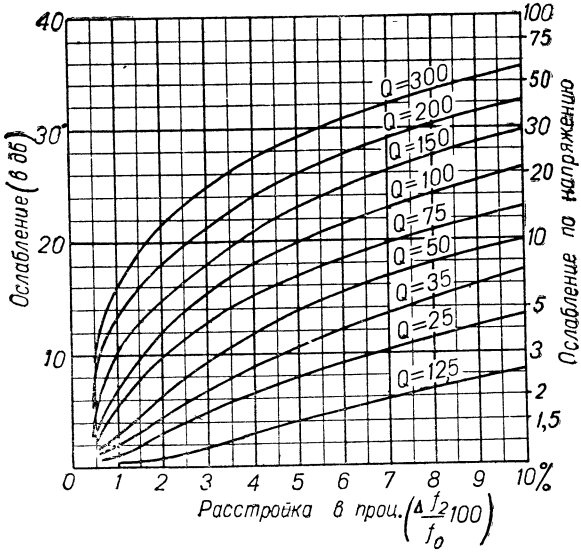


Рис. 23. Избирательность одиночного колебательного контура.

Избирательность может быть выражена в децибелах

$$d_{дб} = 20 \lg d.$$

Форма резонансной кривой параллельного колебательного контура (рис. 19) зависит от величины внутреннего сопротивления источника колебаний $R_{ист}$, например, внутреннего сопротивления R_i усилительной

лампы. На рис. 24 показаны зависимости тока в цепи источника колебаний и напряжения на параллельном контуре от частоты колебаний при различных соотношениях между $R_{ист}$ и резонансным сопротивлением контура $R_{оэ}$ при постоянной э. д. с. источника E. Чем больше внутреннее сопротивление источника при неизменных параметрах контура, тем меньше зависит от частоты ток в цепи источника, тем острее резонансная кривая контура.

Эквивалентная (действующая) добротность параллельного колебательного контура $Q_э$ с учетом влияния внутреннего сопротивления источника $R_{ист}$ может быть определена по формуле

$$Q_э = Q\,\frac{1}{1 + Q\,\frac{\rho}{R_{ист}}},$$

где Q — добротность контура без учета влияния $R_{ист}$;

ρ — волновое сопротивление контура

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Величины ρ и $R_{ист}$ должны быть выражены в одинаковых единицах.

Приведенной формулой для $Q_э$ можно пользоваться для учета влияния на добротность контура различных шунтирующих цепей (сопротивлений утечек ламп, входных сопротивлений ламп и детекторов и др.). В этом случае вместо величины $R_{ист}$ в формулу следует подставлять величину шунтирующего сопротивления.

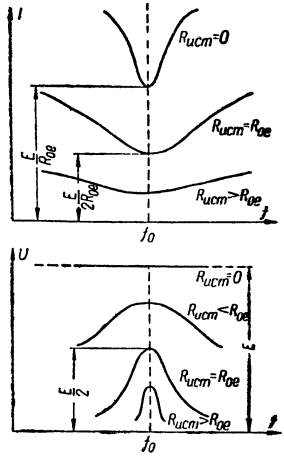


Рис. 24. Зависимости тока источника колебаний и напряжения на колебательном контуре от частоты при различных соотношениях между внутренним сопротивлением источника $R_{ист}$ и резонансным сопротивлением контура $R_{оэ}$.

Пример. Данные контура: $C = 200$ *пф*, $L = 200$ *мкгн*, $Q = 60$. Параллельно контуру включено сопротивление $R_ш = 100$ *ком*. Определить эквивалентную добротность. Волновое сопротивление

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-12}}} = 1000\ ом = 1\ ком.$$

Эквивалентная добротность

$$Q_э = 60\,\frac{1}{1 + 60\,\frac{1}{100}} = 37{,}5.$$

Для расчетов контуров удобно пользоваться обобщенными резонансными кривыми. Обобщенная резонансная кривая одиночного колебательного контура, приведенная на рис. 25, построена

для небольших расстроек. По данной добротности контура $Q_э$ и резонансной частоте можно вычислить для любых значений абсолютных расстроек Δf величины x и по обобщенной резонансной кривой найти избирательность. Можно решать и другие задачи, например, находить добротность по заданной избирательности, рабочей частоте и расстройке.

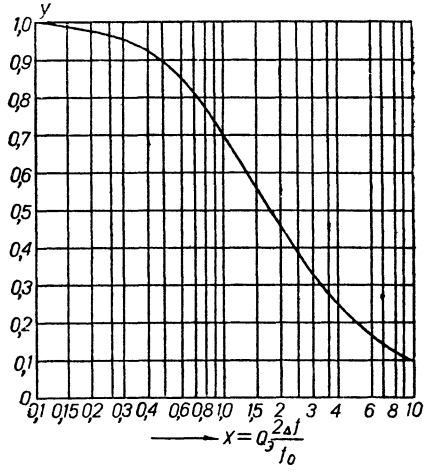


Рис. 25. Обобщенная резонансная кривая одиночного колебательного контура.

Пример. Для контура, настроенного на частоту $f_0 = 400$ *кгц*, при расстройках в пределах ± 6 *кгц* ослабление сигнала не должно превышать 3 *дб* (1,41 раза). Определить максимальную допустимую добротность. Для

$$y = \frac{U}{U_0} = \frac{1}{1{,}41} = 0{,}707$$

по обобщенной кривой (рис. 25) находим $x = 1$. Отсюда,

$$Q_э \leqslant \frac{xf_0}{2\Delta f} = \frac{1 \cdot 400}{2 \cdot 6} \approx 33.$$

§ 4. СВЯЗАННЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

Колебательные контуры, размещенные или соединенные так, что колебательная энергия одного из них может передаваться другим, называются *связанными контурами*.

Степень связи характеризуется коэффициентом связи $k_{св}$, который может иметь значения от 0 до 1 или от 0 до 100%. В радиоцепях, содержащих связанные контуры, $k_{св}$ имеет обычно величину от долей процента до нескольких процентов, изредка до нескольких десятков процентов. Коэффициент связи, равный 100%, практически не встречается.

Контур, получающий энергию от генератора, называется первичным. Контур, получающий энергию от первичного контура, называется вторичным.

Вторичный контур оказывает обратное воздействие на первичный, уменьшая в нем ток. Можно сказать, что вторичный контур вносит в первичный некоторое дополнительное сопротивление, называемое *вносимым сопротивлением*. Когда вторичный контур настроен в резонанс с частотой генератора, то он вносит в первичный контур только активное сопротивление, которое тем больше, чем сильнее связь. Величина вносимого сопротивления характеризует переход энергии из первичного контура во вторичный. А когда вторичный контур не настроен точно в резонанс на частоту генератора, то он вносит в пер-

вичный контур не только активное, но и некоторое реактивное сопротивление, индуктивное или емкостное, в зависимости от того, в какую сторону расстроен вторичный контур. Таким образом, вторичный контур, будучи сам расстроен, нарушает также настройку первичного контура.

Если два контура, связанные друг с другом, настроены на одну и ту же частоту, то процессы, происходящие в такой системе, очень сильно зависят от коэффициента связи (рис. 26). При малом коэффициенте связи зависимость первичного тока I_1 от частоты (рис. 26, *а*) приближается к резонансной кривой первичного контура, рассматриваемого отдельно. Вторичный ток I_2 мал и изменяется с частотой по кривой (рис. 26, *б*), представляющей собой приблизительно произведение резонансных кривых первичного и вторичного контуров, взятых в отдельности. При увеличении коэффициента связи кривая первичного тока становится шире и его максимальное значение уменьшается. В то же время вторичный ток возрастает, а острота его резонансной кривой уменьшается.

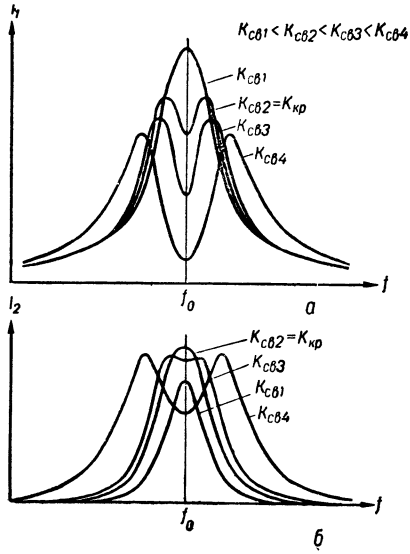


Рис. 26. Зависимости токов в связанных контурах от частоты при различных коэффициентах связи.

Такой процесс продолжается до тех пор, пока связь не достигнет величины, при которой активное сопротивление, вносимое вторичным контуром в первичный при резонансе, станет равным активному сопротивлению первичного контура. Эта связь называется **критической связью** При ней вторичный ток достигает своего наибольшего возможного значения.

Кривая вторичного тока в непосредственной близости к резонансу несколько шире, чем резонансная кривая отдельного вторичного контура, а кривая первичного тока имеет два максимума. При еще большей связи максимумы кривой первичного тока выражены более резко и раздвинуты дальше друг от друга. В то же время появляются два максимума и на кривой вторичного тока, которые с увеличением связи также становятся более резко выраженными и отодвигаются дальше друг от друга. Если добротности контуров не равны, то двугорбость в кривой вторичного тока появляется при связи несколько большей критической

Связи между контурами бывают нескольких видов (рис. 27). Наиболее часто встречается индуктивная, или трансформаторная, связь (рис. 27, *а*), образуемая взаимной индукцией между катушками контуров.

Емкостная связь осуществляется с помощью конденсатора связи. При внутриемкостной связи (рис. 27, *б*) увеличение емкости $C_{св}$ приводит к уменьшению коэффициента связи, при внешнеемкостной связи (рис. 27, *в*) — к его увеличению.

При автотрансформаторной связи (рис. 27, *г*) контуры имеют общую катушку.

Иногда применяются схемы с двумя видами связи между контурами, обычно индуктивной и емкостной. На рис. 28 показаны контуры с комбинированной индуктивно-емкостной связью в двух вариантах: на схеме рис. 28,*а* — с внешней емкостной связью, а на схеме рис 28, *б* — с внутренней емкостной связью.

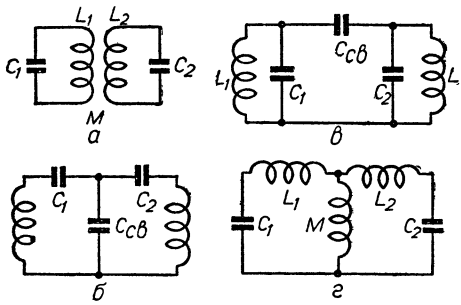


Рис. 27. Связи между контурами:

а — индуктивная; *б* — внутриемкостная; *в* — внешнеемкостная; *г* — автотрансформаторная.

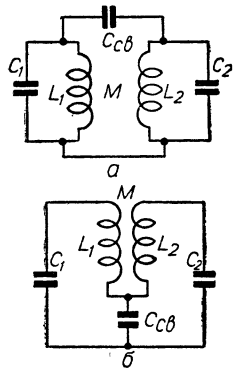


Рис. 28. Контуры с комбинированной индуктивно-емкостной связью.

Коэффициент связи между контурами можно подсчитать по следующим формулам:

для индуктивной связи

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

для внутриемкостной связи

$$k_{св} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_{св})(C_2 + C_{св})}},$$

для внешнеемкостной связи

$$k_{св} = \frac{C_{св}}{C_2 + C_{св}},$$

для автотрансформаторной связи

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{(L_1 + M)(L_2 + M)}}.$$

В случае комбинированной связи общий коэффициент связи равен алгебраической сумме коэффициентов связи каждого вида

$$k_{св} = k_{св_1} + k_{св_2}.$$

ГЛАВА III

ЭЛЕКТРОМАТЕРИАЛЫ

§ 1. УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ТЕМПЕРАТУРНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Сопротивление провода

$$R = \rho \frac{l}{s} \text{ ом}, \quad \text{или} \quad R = 1{,}25\,\rho \frac{l}{d^2} \text{ ом},$$

где l — длина (в *м*); s — сечение (в *мм*²); d — диаметр провода (в *мм*).

Величина ρ называется *удельным сопротивлением проводника* и представляет собой сопротивление провода длиной 1 *м*, имеющего постоянное по длине поперечное сечение в 1 *мм*².

Величины удельных сопротивлений для некоторых часто применяемых материалов приведены в табл. 10 и 15.

Таблица 10

Удельное сопротивление и температурный коэффициент сопротивлений проводников

Материал	Удельное сопротивление при 20° (в *ом · мм*²/*м*)	Температурный коэффициент α
Алюминий	0,028	0,0049
Вольфрам	0,055	0,0045
Латунь	0,025—0,06	0,002—0,007
Медь	0,0175	0,0039
Молибден	0,057	0,0033
Никель	0,100	0,0050
Олово	0,115	0,0042
Ртуть	0,958	0,0009
Свинец	0,221	0,0041
Серебро	0,016	0,0038
Сталь	0,098	0,0062
Тантал	0,155	0,0031
Уголь	0,33—1,85	± 0,0006
Хром	0,027	—
Цинк	0,059	0,0035

Примечание. Приведенные величины являются средними. Действительные же величины зависят от степени чистоты материала, термообработки и т. п.

Сопротивление проводника зависит от температуры и при температуре T определяется по формуле

$$R_T = R_{20}[1 + \alpha(T - 20°)],$$

где R_T — сопротивление при заданной температуре;
R_{20} — сопротивление при 20°;
T — заданная температура (по стоградусной шкале);
α — температурный коэффициент сопротивления (табл. 10 и 15).

§ 2. ТОК ПЛАВЛЕНИЯ ПРОВОДОВ

Для тонких ($d = 0{,}02$—$0{,}2$ *мм*) проволочек расплавляющий ток (в *а*)

$$I_{пл} = \frac{d - 0{,}005}{k},$$

где d — диаметр проводника (в *мм*);
k — постоянный коэффициент, зависящий от материала проводника:

для серебра	$k = 0{,}031$	для никелина	$k = 0{,}06$
» меди	$k = 0{,}034$	» константана	$k = 0{,}07$
» латуни	$k = 0{,}05$	» железа	$k = 0{,}127$

Для более толстых проводников ток плавления можно рассчитать по формуле

$$I_{пл} = m\sqrt{d^3},$$

где m — коэффициент, зависящий от материала

для меди	$m = 80{,}0$	для железа	$m = 24{,}6$
» алюминия	$m = 59{,}2$	» олова	$m = 12{,}8$
» никелина	$m = 40{,}8$	» свинца	$m = 10{,}8$

Приводим величины расплавляющего тока для медных проводов:

Диаметр провода (в *мм*)	0,05;	0,08;	0,11;	0,15;	0,23;	0,25
Ток плавления (в *а*)	1,3,	2,2;	3;	4,5;	7;	10

§ 3. МЕДНЫЕ ОБМОТОЧНЫЕ ПРОВОДА

Таблица 11

Медные обмоточные провода

Марка	Характеристика изоляции	Выпускаемые диаметры (в *мм*)
ПЭЛ	Эмалевая лакостойкая	0,02 — 2,44
ПЭЛУ	Эмалевая утолщенная лакостойкая	0,05 — 2,44
ПЭТ	Эмалевая повышенной теплостойкости . . .	0,05 — 5,2
ПЭВ-1, ПЭВ-2	Эмалевая с одинарным и двойным винифлексовым покрытием	0,06 — 2,44

Продолжение табл. 11

Марка	Характеристика изоляции	Выпускаемые диаметры (в *мм*)
ПЭМ-1 ПЭМ-2 ПЭМ-3	Эмалевая с одинарным, двойным и тройным метальвиновым покрытием	0,1 — 2,44
ПЭЛБО	Эмалевая лакостойкая с одним слоем хлопчатобумажной обмотки	0,2 — 2,1
ПЭЛБД	Эмалевая лакостойкая с двумя слоями хлопчатобумажной обмотки	0,72 — 2,1
ПЭЛШО	Эмалевая лакостойкая с одним слоем шелковой обмотки	0,05 — 2,1
ПЭЛШД	Эмалевая лакостойкая с двумя слоями шелковой обмотки	0,86
ПЭЛШКО	Эмалевая лакостойкая с одним слоем обмотки из шелка капрон	0,05 — 2,1
ПЭЛШКД	Эмалевая лакостойкая с двумя слоями обмотки из шелка капрон	0,86
ПЭЛКО	Эмалевая лакостойкая с одним слоем обмотки из утолщенного шелка капрон	0,2 — 2,1
ПЭЛБВ	Эмалевая лакостойкая с обмоткой из длинноволокнистой бумаги	0,51 — 1,45
ПБО	Один слой хлопчатобумажной обмотки . . .	0,2 — 2,1
ПБД	Два слоя хлопчатобумажной обмотки	0,2 — 5,2

Таблица 12

Высокочастотные обмоточные провода (литцендрат)

ЛЭШО[1]			ЛЭШД[2]		
Число и диаметр (в *мм*) скрученных проводов	Наружный диаметр изолированного провода (в *мм*)	Вес 100 *м* провода (в *г*)	Число и диаметр (в *мм*) скрученных проводов	Наружный диаметр изолированного провода (в *мм*)	Вес 100 *м* провода (в *г*)
24 × 0,07	0,54	97	7 × 0,07	0,34	31
35 × 0,07	0,71	177	32 × 0,07	0,66	132
12 × 0,1	0,54	99	49 × 0,07	0,84	198
21 × 0,1	0,67	168	70 × 0,07	1,08	281
28 × 0,1	0,80	223	7 × 0,1	0,45	63
63 × 0,1	1,34	493	12 × 0,1	0,58	100
84 × 0,1	1,49	649	16 × 0,1	0,66	134
119 × 0,1	1,79	918	19 × 0,1	0,70	158
			7 × 0,2	0,78	219
			19 × 0,2	1,22	590

[1] ЛЭШО — провод обмоточный высокочастотный, эмалированный, в одинарной общей обмотке шелком.

[2] ЛЭШД — провод обмоточный высокочастотный, эмалированный, в двойной общей обмотке.

Таблица 13

Основные данные обмоточных проводов

Диаметр без изоляции (в *мм*)	Сечение меди (в *мм*²)	Сопротивление 1 *м* при 20° (в *ом*)	Допустимая нагрузка при плотности тока 2*а*/*мм*² (в *а*)	ПЭЛ, ПЭТ		ПЭЛШО		ПЭЛБО		ПБО		ПБД	
				Диаметр с изоляцией (в *мм*)	Вес 100 *м* с изоляцией (в *г*)	Диаметр с изоляцией (в *мм*)	Вес 100 *м* с изоляцией (в *г*)	Диаметр с изоляцией (в *мм*)	Вес 100 *м* с изоляцией (в *г*)	Диаметр с изоляцией (в *мм*)	Вес 100 *м* с изоляцией (в *г*)	Диаметр с изоляцией (в *мм*)	Вес 100 *м* с изоляцией (в *г*)
0,05	0,0020	9,290	0,0040	0,060	1,8	0,110	2,56	—	—	—	—	—	—
0,06	0,0028	6,440	0,0057	0,070	2,6	0,120	3,40	—	—	—	—	—	—
0,07	0,0039	4,730	0,0077	0,080	3,5	0,130	4,55	—	—	—	—	—	—
0,08	0,0050	3,630	0,0101	0,090	4,6	0,140	5,70	—	—	—	—	—	—
0,09	0,0064	2,860	0,0127	0,100	5,8	0,150	7,02	—	—	—	—	—	—
0,10	0,0079	2,230	0,0157	0,115	7,3	0,165	8,90	—	—	—	—	—	—
0,11	0,0095	1,850	0,0190	0,125	8,8	0,175	10,50	—	—	—	—	—	—
0,12	0,0113	1,550	0,0226	0,135	10,4	0,185	12,30	—	—	—	—	—	—
0,13	0,0133	0,320	0,0266	0,145	12,1	0,195	14,10	—	—	—	—	—	—
0,14	0,0154	1,140	0,0308	0,155	14,0	0,205	16,10	—	—	—	—	—	—
0,15	0,0177	0,990	0,0354	0,165	15,2	0,215	18,40	—	—	—	—	—	—
0,16	0,0201	0,873	0,0402	0,175	18,3	0,225	20,60	—	—	—	—	—	—
0,17	0,0227	0,773	0,0454	0,185	20,6	0,235	23,00	—	—	—	—	—	—
0,18	0,0255	0,688	0,0510	0,195	23,1	0,245	25,60	—	—	—	—	—	—
0,19	0,0284	0,618	0,0568	0,205	25,8	0,255	28,40	—	—	—	—	—	—
0,20	0,0314	0,558	0,0628	0,215	28,5	0,280	31,20	0,310	32,8	0,29	31,8	0,37	35,6
0,21	0,0346	0,507	0,0692	0,230	31,6	0,290	34,60	0,320	36,1	0,30	34,9	0,38	38,9
0,23	0,0416	0,423	0,0832	0,250	37,8	0,310	41,00	0,340	42,7	0,32	41,3	0,40	45,6
0,25	0,0491	0,357	0,0982	0,270	44,5	0,330	48,00	0,360	49,8	0,34	48,3	0,42	52,9
0,27	0,0573	0,306	0,1150	0,295	52,1	0,355	56,00	0,405	59,3	0,38	57,2	0,47	63,4
0,29	0,0661	0,266	0,132	0,315	60,1	0,375	64,10	0,425	67,6	0,40	65,4	0,49	71,9
0,31	0,0755	0,233	0,151	0,340	68,8	0,400	73,30	0,450	76,9	0,42	74,3	0,51	81,6
0,33	0,0855	0,205	0,171	0,360	77,8	0,420	82,60	0,470	86,3	0,44	83,6	0,53	91,0

0,35	0,0962	0,182	0,192	0,380	87,4	0,440	92,40	0,490	96,3	0,46	93,4	0,55	101,1
0,38	0,1134	0,155	0,226	0,410	103,0	0,470	108,40	0,520	112,6	0,49	109,4	0,58	117,7
0,41	0,1320	0,133	0,264	0,440	120,0	0,505	126,20	0,555	130,7	0,52	126,6	0,61	135,5
0,44	0,1521	0,115	0,304	0,475	138,0	0,535	144,50	0,585	149,3	0,55	145,0	0,64	154,5
0,47	0,1735	0,101	0,346	0,505	157,0	0,565	164,00	0,615	169,1	0,58	164,6	0,67	174,6
0,49	0,1885	0,0931	0,378	0,525	171,0	0,585	178,00	0,635	182,6	0,600	178,5	0,69	189,5
0,51	0,2043	0,0859	0,408	0,545	185,0	0,610	192,90	0,660	198,3	0,620	192,9	0,71	203,0
0,55	0,2376	0,0739	0,476	0,590	215,0	0,650	222,20	0,700	229,2	0,660	223,4	0,75	234,0
0,59	0,2734	0,0643	0,547	0,630	247,0	0,690	256,10	0,740	262,3	0,700	256,0	0,79	267,0
0,64	0,3217	0,0546	0,644	0,680	291,0	0,740	301,20	0,790	307,8	0,750	301,0	0,84	313,0
0,69	0,3739	0,0469	0,748	0,730	342,0	0,790	352,80	0,840	354,9	0,800	347,5	0,89	360,0
0,74	0,4301	0,0408	0,860	0,790	389,0	0,850	400,60	0,900	408,2	0,850	398,5	0,94	412,0
0,80	0,5027	0,0349	1,005	0,850	445,0	0,910	461,80	0,960	469,8	0,910	459,3	1,00	474,0
0,86	0,5809	0,0302	1,160	0,910	524,0	0,970	537,90	1,020	546,5	0,970	585,5	1,06	551,0
0,93	0,6793	0,0258	1,360	0,980	612,0	1,040	627,30	1,090	636,5	1,040	625,6	1,13	641,0
1,00	0,7854	0,0224	1,570	1,050	707,0	1,120	723,60	1,180	733,5	1,152	722,7	1,25	738,0
1,08	0,9161	0,0192	1,830	1,140	826,0	1,200	943,50	1,260	857,5	1,205	841,2	1,33	868,0
1,16	1,0568	0,0166	2,114	1,220	922,0	1,280	970,90	1,340	985,0	1,285	967,4	1,41	966,0
1,20	1,1310	0,0155	2,260	1,260	1022,0	1,320	1038,00	1,380	1053,0	1,325	1035,4	1,45	1066,0
1,25	1,2272	0,0143	2,450	1,310	1105,0	1,370	1125,00	1,430	1141,0	1,375	1122,0	1,50	1153,0
1,35	1,4314	0,0122	2,860	1,410	1288,0	1,470	1309,00	1,530	1326,0	1,475	1306,0	1,60	1340,0
1,45	1,6513	0,0106	3,300	1,510	1486,0	1,570	1508,00	1,630	1526,0	1,575	1504,0	1,70	1540,0
1,56	1,9113	0,0092	3,822	1,620	1712,0	1,715	—	1,740	1762,0	1,685	1738,0	1,81	1776,0
1,68	2,2167	0,0079	4,433	1,740	1992,0	1,835	—	1,860	2039,0	1,805	2013,0	1,93	2025,0
1,81	2,5730	0,0068	5,146	1,870	2310,0	1,965	—	1,990	2361,0	1,935	2334,0	2,06	2377,0
1,95	2,9865	0,0059	5,980	2,010	2680,0	2,106	—	2,130	2734,0	2,075	2705,0	2,20	2752,0
2,02	3,2047	0,0055	6,409	2,080	2875,0	2,175	—	2,200	2931,0	2,145	2901,0	2,27	2949,0
2,10	3,4637	0,0051	6,920	2,160	3110,0	2,255	—	2,280	3170,0	2,225	3147,0	2,35	3193,0
2,26	4,0115	0,0044	8,023	2,320	3603,0	—	—	—	—	—	—	2,56	3690,0
2,44	4,6759	0,0038	9,352	2,500	4210,0	—	—	—	—	—	—	2,74	4293,0

§ 4. МОНТАЖНЫЕ ПРОВОДА

По виду токопроводящих жил различают монтажные провода с однопроволочной жилой ($d = 0{,}3 — 1{,}8$ *мм*) и гибкие провода сечением 0,05 — 2,5 *мм*², скрученные из проволок диаметром 0,07 — 0,3 *мм*. Отдельные проволокн для удобства пайки покрываются оловом или оловяным сплавом.

По роду изоляции монтажные провода можно разделить на две группы: провода с волокнистой и эмалево-волокнистой изоляцией и провода с пластмассовой (полихлорвиниловой) и резиновой изоляцией. Провода первой группы характеризуются гибкостью и малой толщиной изоляции, второй группы — большим наружным диаметром, но повышенной электрической прочностью и влагостойкостью.

В последнее время широко применяются монтажные провода, изолированные натуральным шелком, пропитанные или не пропитанные триацетатным волокном и покрытые полихлорвиниловой оболочкой. Эти провода имеют повышенное сопротивление изоляции и повышенную влагостойкость.

Таблица 14

Монтажные провода

Марка	Характеристика	Номинальные сечения (в *мм*²)
МШЛ	Однопроволочный, в оплетке из натурального или искусственного шелка, лакированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0
МЭББ	Однопроволочный, эмалированный, с одинарной обмоткой из натурального или искусственного шелка, одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, пропитанный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0
МШДЛ	Однопроволочный, эмалированный, с двойной обмоткой из натурального шелка, лакированный	0,2; 0,5; 0,75
МШДБ	Однопроволочный, изолированный двойной обмоткой из натурального шелка и одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, пропитанный парафином	0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МБДЛ	Однопроволочный, изолированный эмальлаком и двойной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,12; 0,2; 0,5; 0,75
МБООЛ	Однопроволочный, изолированный одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный . .	0,2; 0,35; 0,5
МГШ	Многопроволочный, в оплетке из натурального или искусственного шелка	0,05; 0,07; 0,10

Продолжение табл. 14

Марка	Характеристика	Номинальные сечения (в *мм*²)
МГШД	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из натурального шелка	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГШДО	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из натурального шелка	0,05; 0,07; 0,1; 0,2: 0,35; 0,5
МГШДЛ	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из натурального шелка, лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГШДОЛ-К	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из искусственного шелка капрон, в оплетке из шелка капрон, проклеенный лаком	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5
МГШОЛ	Многопроволочный, изолированный одинарной обмоткой из искусственного или натурального шелка, лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГБЛ	Многопроволочный, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0
МГБД	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи	0,05; 0,07; 0,1; 0,35; 0,5
МГБОО	Многопроволочный, изолированный одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГБООЛ	Многопроволочный, изолированный одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,2; 0,35; 0,5;
МГББЛ	Многопроволочный, изолированный одинарной обмоткой из натурального шелка, одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0
МГБОЛ	Многопроволочный, изолированный одинарной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГБДЛ	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГБДЛЭ	То же, экранированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0

Продолжение табл. 14

Марка	Характеристика	Номинальные сечения (в *мм*²)
МГСЛ	Многопроволочный, изолированный двойной обмоткой из стекловолокна, в оплетке из стекловолокна, лакированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,25
МЦШЛ	Многопроволочный, изолированный синтетической пленкой, двойной обмоткой из стекловолокна, в оплетке из стекловолокна, лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,25; 1,5; 2,5; 4,0
МЦШЛЭ	То же, экранированный	
МЦБЛ	Многопроволочный, изолированный синтетической пленкой, двойным слоем из стекловолокна, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,05; 0,5; 0,75; 1,0; 1,25; 1,5; 2,5; 4,0
МЦБЛЭ	То же, экранированный	
МЦСЛ	Многопроволочный, изолированный синтетической пленкой, двойной обмоткой из стекловолокна, в оплетке из стекловолокна, лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,25; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0; 4,0
МЦСЛЭ	То же, экранированный	
ПМВ	Однопроволочный, изолированный полихлорвинилом	0,2; 0,5; 0,75
ПМОВ	Однопроволочный, изолированный обмоткой из хлопчатобумажной пряжи и полихлорвинилом	0,2; 0,35; 0,5; 0,75
ПМВГ	Многопроволочный, изолированный обмоткой из хлопчатобумажной пряжи и полихлорвинилом	0,2; 0,35; 0,5; 0,75
МГВ	Многопроволочный, изолированный полихлорвинилом	0,1; 0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1,0
МГВЛ	Многопроволочный, изолированный полихлорвинилом, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 2,0; 5,0
МГВСЛ	Многопроволочный, изолированный полихлорвинилом, в оплетке из стекловолокна, лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 2,0; 3,0
МКШ	Многопроволочный, с изоляцией из полихлорвинилового пластика	0,75
МКШЭ	Многопроволочный с изоляцией из полихлорвинилового пластиката, экранированный	0,75
МКЭ	Многопроволочный с изоляцией из полихлорвинилового пластиката, экранированный	0,75

Продолжение табл. 14

Марка	Характеристика	Номинальные сечения (в $мм^2$)
МР	Однопроволочный, изолированный вулканизированной резиной	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5
МРП	Однопроволочный, изолированный вулканизированной резиной, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, пропитанный парафином	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5
МРЛ	Однопроволочный, изолированный резиной в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5
МРГ	Многопроволочный, изолированный вулканизированной резиной	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5
МРГП	Многопроволочный, изолированный вулканизированной резиной, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, пропитанный парафином	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5
МРГПЭ	То же, экранированный	
МРГЛ	Многопроволочный, изолированный вулканизированной резиной, в оплетке из хлопчатобумажной пряжи, лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5

§ 5. СПЛАВЫ ВЫСОКОГО ОМИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

По характеру применения сплавы высокого сопротивления делятся на три группы.

Первая группа — сплавы для изготовления эталонов сопротивлений, магазинов, шунтов и добавочных сопротивлений. К этой группе относится манганин, обладающий очень малым температурным коэффициентом, стабильностью, высоким удельным сопротивлением и малой термо-э. д. с. в контакте с медью.

Вторая группа — сплавы для изготовления реостатов и балластных сопротивлений. К этой группе относятся никелин, нейзильбер реотан и константан.

Третья группа — сплавы для нагревательных приборов. Наилучшим материалом для изготовления этих приборов является нихром.

В табл. 15 приведены основные данные сплавов высокого сопротивления.

Таблица 15

Основные данные сплавов высокого сопротивления

Сплавы	Удельное сопротивление при 20° (в *ом·мм²/м*)	Температурный коэффициент (в пределах 0—100°)	Максимальная рабочая температура (в град.)
Манганин	0,42—0,48	+0,00003	100
Константан . . .	0,44—0,52	±0,00001	500
Никелин	0,39—0,45	+0,00002	150—200
Реотан	0,45—0,52	+0,00040	150—200
Нейзильбер . . .	0,28—0,35	+0,00004	150—200
Нихром	1,0—1,1	+0,00020	1000
Фехраль	1,1—1,3	+0,00010	900

§ 6. ПРОВОДА ВЫСОКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Таблица 16

Провода высокого сопротивления

Марка	Характеристика	Выпускаемые диаметры (в *мм*)
ПЭК	Провод константановый, изолированный эмалью	0,03—1,0
ПЭШОК	То же, изолированный эмалью и одним слоем шелковой обмотки	0,05—1,0
ПЭБОК	То же, изолированный эмалью и одним слоем хлопчатобумажной обмотки . . .	0,04—1,0
ПШДК	То же, изолированный двумя слоями шелковой обмотки	0,05—1,0
ПЭММ	Провод маганиновый мягкий, изолированный эмалью	0,03—1,0
ПЭШОММ	То же, изолированный эмалью и одним слоем шелковой обмотки	0,05—1,0
ПШДММ	Провод маганиновый мягкий, изолированный двумя слоями шелковой обмотки	0,05—1,0
ПЭМТ	Провод маганиновый твердый, изолированный эмалью	0,03—1,0
ПЭШОМТ	То же, изолированный эмалью и одним слоем шелковой обмотки	0,05—1,0
ПШДМТ	То же, изолированный двумя слоями шелковой обмотки	0,05—1,0
ПЭМС	Провод маганиновый мягкий, изолированный эмалью, стабилизированный . .	0,05—1,8

§ 7. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАБЕЛИ

Основные электрические характеристики высокочастотных кабелей — волновое сопротивление, погонная емкость, погонное затухание и рабочее напряжение.

Волновым сопротивлением кабеля по аналогии с волновым сопротивлением колебательного контура называется величина

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

где L и C — погонные индуктивность и емкость кабеля.

Волновое сопротивление кабеля определяется его конструкцией. Отношение напряжения к току в любой точке кабеля равно волновому сопротивлению.

Погонная емкость кабеля — емкость единицы длины кабеля. Обычно погонная емкость кабеля указывается в *пф/м*.

Затухание кабеля характеризует потери передаваемой по кабелю энергии. За счет потерь амплитуда напряжения U_2 в конце кабельной линии меньше амплитуды напряжения U_1 в начале линии:

$$U_2 = U_1 e^{-\beta l},$$

где β — погонное затухание; l — длина кабеля и e — основание натуральных логарифмов ($e = 2{,}71$).

Погонное затухание, выраженное в неперах на 1 *м* (*неп/м*),

$$\beta = \ln \frac{U_1}{U_2},$$

где U_1 и U_2 — напряжения в начале и в конце отрезка кабельной линии длиной 1 *м*. Иногда погонное затухание указывается в миллинеперах на 1 *м* (*мнеп/м*). 1 *мнеп* = = 0,001 *неп*.

Рабочее напряжение кабеля — максимальное напряжение между жилами кабеля, при котором кабель может работать длительное время (более 10 тыс. час.).

Типы кабелей. Наиболее часто применяются коаксиальные (концентрические) кабели. Однопроводный коаксиальный кабель состоит из внутреннего провода, покрытого изоляцией с малыми потерями на высоких частотах, и расположенного концентрически по отношению к нему внешнего провода, который обычно выполняется в виде оплетки из тонкой медной проволоки.

Двухпроводные высокочастотные кабели состоят из двух параллельных или скрученных проводов с экраном или без него При меняются также ленточные кабели в виде двух параллельных проводов, находящихся в пластмассовой изоляции на фиксированном расстоянии друг от друга. Промышленностью выпускается ленточный кабель типа КАТВ с волновым сопротивлением 300 *ом*.

Электрические характеристики высокочастотных кабелей приведены в табл. 18 и 19, а конструктивные данные — в табл. 20 и 21.

Таблица 17

Провода высокого сопротивления

Диаметр провода (в *мм*)	Площадь сечения (в *мм*²)	Манганин		Никелин		Реотан		Константан		Фехраль		Нихром	
		Сопротивление 1 *м* провода при 20° (в *ом*)	Вес 100 *м* (в *г*)	Сопротивление 1 *м* провода при 20° (в *ом*)	Вес 100 *м* (в *г*)	Сопротивление 1 *м* провода при 20° (в *ом*)	Вес 100 *м* (в *г*)	Сопротивление 1 *м* провода при 20° (в *ом*)	Вес 100 *м* (в *г*)	Сопротивление 1 *м* провода при 20° (в *ом*)	Вес 100 *м* (в *г*)	Сопротивление 1 *м* провода при 20° (в *ом*)	Вес 100 *м* (в *г*)
0,03	0,0007	606	0,58	566	0,62	662	0,62	693	0,6	—	—	1520	0,6
0,05	0,0020	220	1,59	204	1,73	240	1,70	250	1,8	—	—	550	1,6
0,07	0,0039	112	3,1	104	3,39	122	3,35	124	3,4	—	—	280	3,2
0,08	0,0050	85,4	4,1	79,5	4,43	93,4	4,75	97,4	4,5	—	—	208	4,1
0,10	0,0079	54,8	6,4	51,0	6,91	59,8	6,8	62,4	7,0	152,89	6,1	138	6,4
0,15	0,0177	24,3	14,4	22,6	15,6	26,6	15,4	27,7	15,7	67,20	13,8	61,2	14,5
0,20	0,0314	13,7	25,6	12,7	27,6	15,0	27,3	15,6	28,0	38,22	24,5	34,4	25,9
0,25	0,0491	8,76	40,0	8,14	43,4	9,57	42,7	9,98	43,7	24,44	38,2	22,1	40,3
0,30	0,0707	6,06	57,5	5,66	66,2	6,64	61,5	6,93	62,9	16,98	55,1	15,3	58,0
0,35	0,0962	4,47	78,2	4,16	84,6	4,88	83,7	5,09	85,6	12,47	75	11,3	78,5
0,40	0,1257	3,42	102,3	3,18	111	3,79	110	3,85	111,8	9,546	98	8,64	103,0
0,45	0,1590	2,71	129,5	2,53	140	2,95	138	3,08	141,5	7,547	124	6,78	130,4

0,5	0,1964	2,20	159,8	2,04	173	2,40	171	2,50	174,8	6,110	153	5,51	161,0
0,6	0,2827	1,52	230,1	1,37	249	1,65	246	1,73	251,6	4,246	221	3,82	231,8
0,7	0,3848	1,12	313,3	1,04	339	1,22	335	1,24	342,5	3,117	300	2,81	315,6
0,8	0,5027	0,854	409,2	0,795	443	0,934	438	0,974	447,4	2,387	392	2,16	412,2
0,9	0,6362	0,675	517,8	0,629	560	0,734	554	0,770	566,2	1,886	496	1,70	521,7
1,0	0,7854	0,548	639,3	0,510	691	0,598	683	0,624	699,0	1,528	612	1,38	644,0
1,1	0,9503	0,453	773,5	0,421	836	0,494	826	0,516	845,5	1,263	741	1,14	779,2
1,2	1,1310	0,379	920,6	0,354	995	0,415	932	0,434	1006,6	1,061	880	0,955	927,4
1,3	1,3273	0,324	1080,4	0,301	1170	0,354	1160	0,369	1181,0	0,904	1035	0,815	1088,4
1,4	1,5394	0,276	1253	0,260	1357	0,305	1345	0,313	1369,7	0,780	1200	0,702	1262,3
1,5	1,7671	0,243	1438	0,226	1560	0,266	1540	0,277	1572,6	0,679	1377	0,612	1449,0
1,6	2,0096	0,214	1635	0,200	1765	0,234	1750	0,244	1790,0	0,597	1570	0,539	1648,7
1,7	2,2698	0,189	1848	0,176	2000	0,207	1980	0,216	2020,3	0,529	1770	0,477	1861,2
1,8	2,5447	0,169	2071	0,157	2250	0,185	2180	0,192	2265,1	0,472	1980	0,425	2086,7
1,9	2,8353	0,152	2308	0,140	2500	0,156	2430	0,173	2523,2	0,423	2310	0,382	2324,9
2,0	3,1416	0,137	2557	0,127	2760	0,150	2730	0,156	2796,4	0,382	2450	0,344	2575,1
3,0	7,0686	0,061	5753	0,057	6220	0,066	6150	0,069	6291,4	0,170	5510	0,153	5796,3
4,0	12,5660	0,034	10229	—	—	0,037	10427	0,039	11187,3	—	—	—	—
5,0	19,6350	0,222	15983	—	—	—	—	0,025	17479,6	—	—	—	—

Таблица 18

Электрические характеристики коаксиальных кабелей

Марка кабеля	Погонная емкость (в *пф/м*)	Волновое сопротивление (в *ом*)	Погонное затухание (в *мнеп/м*) на частотах (в *Мгц*)					Диэлектрическая проницаемость изоляции	Рабочее напряжение (в *кв*)
			10	100	300	1000	3000		
РК-1	66	77	3,5	13	23	46	100	2,3	3,0
РК-2	55	92	2,5	10	17	38	78	2,3	4,5
РК-3	68	75	2,0	8	15	30	60	2,3	5,5
РК-4	68	75	2,0	8	15	30	60	2,3	5,6
РК-6	96	52	1,9	6,3	14	31	67	2,3	4,5
РК-12	96	62	5,2	19,1[1]	—	—	—	2,9	2,0
РК-19	96	52	6,5	23	37	69	130	2,3	1,0
РК-20	68	75	2,5	10	17	38	78	2,3	1,0
РК-28	96	52	2,5	10	17	—	—	2,3	1,5
РК-29	100	60	3,5	13	23	46	100	2,3	1,5
РК-31	85	70	6,3	22	—	—	—	2,9	5,0
РК-44	82	70	8,0	20[1]	—	—	—	2,9	5,0
РК-45	112	52	7,2	18[1]	—	—	—	2,9	8,0
РК-46	78	75	9,0	20[2]	—	—	—	2,9	1,0
РК-47	96	52	2,5	10	17	38	78	2,3	1,0
РК-48	100	50	2,0	8	15	—	—	2,3	2,0
РК-49	70	72	4,0	15	26	53	103	2,3	1,0
РК-50	25	157	—	10[1]	—	—	—	—	—

[1] Затухание на частоте 30 *Мгц*.
[2] Затухание на частоте 50 *Мгц*.

Таблица 19

Электрические характеристики двухпроводных кабелей

Марка кабеля	Погонная емкость (в *пф/м*)	Волновое сопротивление (в *ом*)	Погонное затухание (в *мнеп/м*) на частотах (в *Мгц*)			Рабочее напряжение (в *кв*)
			38—40	144—146	420—425	
РД-13	58	85	11,0	22,0	40	1,0
РД-14	40	130	4,5	10,0	18	4,5
РД-15	34	150	5,6	13,0	23	4,5
РД-16	25	200	5,6	13,0	23	4,5
РД-17	50	100	4,5	10,0	18	4,5
РД-18	45	100	11,0	22,0	40	1,5
РД-26	25	200	5,6	13,0	23	3,0
КАТВ	13	300	1,8	3,4	6	—

Таблица 20

Конструктивные данные коаксиальных кабелей

Марка кабеля	Внутренний провод		Изоляция		Внешний провод		Защитная оболочка		Расчетный вес погонного метра кабеля (в *г/м*)
	Число и диаметр провол. (в *мм*)	Диаметр (в *мм*)	Тип [1]	Диаметр (в *мм*)	Тип [2]	Диаметр (в *мм*)	Тип [3]	Диаметр (в *мм*)	
РК-1	1×0,68	0,68	СП	4,6	МО	5,2	0—2	7,3	89
РК-2	1×0,68	0,68	СП	6,8	МО	7,4	0—2	9,6	136
РК-3	1×1,37	1,37	СП	9,0	МО	9,6	0—2	13,0	227
РК-4	1×1,37	1,37	СП	9,0	МО	11,0	0—5	11,0	455
РК-6	7×0,85	2,55	СП	9,2	МО	9,8	0—2	12,4	231
РК-12	7×0,26	1,40	СР	8,7	ЛМО	9,3	0—3	14,5	292
РК-19	1×0,68	0,68	СП	2,4	МО	3,0	0—2	4,2	39
РК-20	7×0,37	1,11	СП	7,2	МО	7,8	0—2	10,4	160
РК-28	7×0,71	2,13	СП	7,3	МД	7,9	0—2	11,4	239
РК-29	1×1,37	1,37	СП	4,8	МД	6,0	0—2	9,8	180
РК-31	7×0,26	0,78	СР	5,4	ЛМО	6,6	0—3	10,2	122
РК-44	1×0,68	0,68	СР	5,4	ЛМД	6,6	0—4	8,0	132
РК-45	1×1,68	1,68	СР	7,3	ЛМД	8,5	0—4	9,9	204
РК-46	7×0,26	0,78	СР	6,0	ЛМО	6,8	—	—	90
РК-47	7×0,71	2,13	СП	7,3	МО	7,9	0—2	10,3	172
РК-48	7×1,03	3,09	СП	10,5	МО	11,1	0—2	13,5	291
РК-49	7×0,26	0,78	СП	4,2	МО	4,8	0—2	6,3	82
РК-50	1×0,3	0,30	КВП	6,2	МО	6,8	0—2	8,8	80
РК-5/23	1×5,0	5,00	СП	23,0	П	24,6	0—2	29,3	1556
РК-ТЗ-150	1×0,71	0,71	КВП	13,5	МО	14,3	0—6	16,7	1800
ТЗ-75	1×0,26	2,60	КВП	10,0	МО	10,8	0—5	16,0	990
ДЦВ	1×5,5	5,50	КВП	20,0	ПЛ	24,5	0—3	28,7	1338
РКК-25/15	19×1,1	8,00	КВК	28,0	ПО	29,7	0—5	34,2	7985
РКМ-15/15	37×1	10,00	КВП	36,0	ПО	38,3	0—5	42,8	5043

[1] СП — сплошная изоляция из пластмассы; СР — сплошная изоляция из резины; КВП — комбинированная воздушно-пластмассовая изоляция; КВК — комбинированная воздушно-керамическая изоляция.

[2] МО — оплетка из медной проволоки; МД — двойная оплетка из медной проволоки; ЛМО — оплетка из луженой медной проволоки; ЛМД — двойная оплетка из луженой медной проволоки; П — обмотка из плоских проволок; ПЛ — профилированная лента корытного типа; ПО — обмотка из плоской проволоки (ленты) с бандажной латунной или стальной лентой.

[3] 0—2 — оболочка из полихлорвинилового пластиката; 0—3 — оболочка из резины; 0—4 — оболочка из хлопчатобумажной пряжи; 0—5— оболочка из свинца; 0—6 — оплетка из стальной оцинкованной проволоки.

Таблица 21

Конструктивные данные двухпроводных кабелей

Марка кабеля	Диаметр внутреннего провода (в *мм*)	Диаметр изоляции (в *мм*)[1]	Положение жил [2]	Экран		Оболочка		Расчетный вес погонного метра кабеля (в *г/м*)
				Тип [3]	Размеры (в *мм*)	Тип [4]	Размеры (в *мм*)	
РД-26	0,68	6,7	П	МО	7,3×14,6	0—5	9,9×17,4	840
РД-14	2,55	7,0	С	—	—	0—2	15,5	285
РД-13	0,79	1,8	С	МД	5,7	0—2	7,3	126
РД-15	1,11	7,0	П	МО	8,2×16,4	0—2	10,0×18,8	380
РД-16	0,68	6,8	П	МО	8,0×16,0	0—2	10,8×18,4	359
РД-17	2,55	6,2	С	МО	13,7	0—2	16,5	396
РД-18	0,79	1,8	С	—	—	0—2	6,6	52

[1] Поверх изоляции каждой жилы имеется оплетка из медной проволоки;

[2] П — параллельное размещение жил в кабеле; С — отдельные жилы скручены вместе.

[3] МО — оплетка из медной проволоки; МД — двойная оплетка из медной проволоки.

[4] 0—2 — оболочка из полихлорвинилового пластиката; 0—5—оболочка из свинца.

§ 8. ЭЛЕКТРОИЗОЛИРУЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ

Лаки. Пропиточные лаки служат для пропитки волокнистой изоляции (бумага, картон, пряжа, ткань), обмоток трансформаторов и др. В результате пропитки увеличивается пробивное напряжение, улучшается охлаждение и уменьшается гигроскопичность изоляции.

Масляно-битумный лак № 447 применяется для пропитки обмоток. Время высыхания при 110—150° не более 6 час.

Кремнийорганический лак ЭФ-3 применяется для пропитки обмоток. Время высыхания при 200° не более 2 час.

Покровные лаки служат для образования механически прочной, гладкой, влагостойкой электроизолирующей пленки на поверхности лакируемых предметов. Этими лаками покрывается предварительно пропитанная твердая изоляция с целью дальнейшего повышения электроизолирующих свойств и улучшения внешнего вида.

Эмали ПКЭ-14 и ПКЭ-15 предназначены для покрытия обмоток, предварительно пропитанных в лаке ЭФ-3. Время высыхания при 200° не более 3 час.

Клеящие лаки служат для склеивания различных материалов.

Полистирольный лак представляет собой раствор полистирола в толуоле, ксилоле и других растворителях; при высыхании образует пленку с высокими диэлектрическими свойствами, малой гигроскопичностью. Пленка не выдерживает нагрев выше 80°.

Шеллачный лак — раствор шеллака в этиловом спирте. Применяется для клейки и пропитки. Обладает высоким пробивным напряжением.

Компаунды представляют собой смесь смол, воскообразных веществ и битумов с различными добавками. Это большей частью термопластичные материалы, которые перед употреблением расплавляют. Расплавленные компаунды применяются для создания толстого покровного слоя или для пропитки обмоток трансформаторов и др.

Компаунд № 309 (битум № 5 — 81%, олифа натуральная — 3%, озокерит — 16%) предназначен для заливки и обволакивания трансформаторов, дросселей, катушек низкой частоты.

Компаунды К-168, К-293, К-115Н (на основе эпоксидных смол) обладают хорошей морозостойкостью (до —60°).

Клеи. Клей БФ-2 целесообразно применять для склеивания металлов друг с другом, для электроизоляции деталей и в том случае, когда нужен клеевой шов с повышенной теплостойкостью. БФ-4 применяется, когда клеевое соединение должно быть эластичным и стойким к вибрации. БФ-2 и БФ-4 могут также применяться для склеивания цветных металлов, сталей разных марок, пластмасс термореактивного типа, органического стекла, дерева, шпона, фибры, фарфора, керамики, кожи, тканей, бумаги, эбонита как друг с другом, так и при любом сочетании их между собой. Клей БФ-6 рекомендуется для склеивания тканей, фетра, целлофана, войлока, резины.

Полистирольный клей состоит из бензола (96% по весу) и полистироловой стружки (4%). Применяется для склеивания полистироловых деталей. Клей с 10% полистирола применяется для закрепления концов обмоток высокочастотных катушек при намотке.

Акриловый клей применяется для склеивания органического стекла. Состав клея: 2—3% органического стекла и 97—98% дихлорэтана.

Клей № 88 — раствор резиновой смеси № 31 и бутилфенолформальдегидной смолы в смеси этилацетана и бензина в соотношении 2:1. Предназначен для приклеивания холодным способом резины к металлам. Им можно приклеивать резину к стеклу, дереву, коже и другим материалам, а также склеивать резину с резиной.

Эпоксидные клеи могут затвердевать при комнатной температуре и обладают высокой стойкостью против воздействия воды и различных растворителей. При склеивании не требуется больших давлений.

Эпоксидные смолы ЭД-5, ЭД-6 и Э-37 применяются в качестве клея. Для отвердевания при комнатной температуре на 100 *г* смолы вводят 6,5 — 10 *г* отвердителя (гексаметилендиамина или полиэтиленполиамина). Таким клеем можно пользоваться в течение 1,5 час. после смешения компонентов.

§ 9. ФЕРРОМАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Ферромагнитными называются материалы, магнитная проницаемость которых во много раз больше единицы. Они широко применяются для изготовления сердечников трансформаторов, дросселей, контурных катушек, постоянных магнитов, экранов и т. п.

Таблица 22

Данные электроизолирующих материалов

Материалы	Диэлектрическая проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь		Пробивная напряженность электрического поля (в *кв/мм*)	Теплостойкость (в град.)	Удельный вес (в *г/см*³)
		при $f = 50$ *гц*	при $f = 1$ *Мгц*			
Асбест (ВЛ)	—	0,7	—	2	400	2,3—2,6
Бакелит (СС)	4—4,6	0,05—0,12	—	10—40	—	1,2
Береза сухая	3—4	—	0,02	30—40	—	0,7
Бумага кабельная	4—4,8	0,35	—	—	—	—
Винипласт (П)	4,1	0,01	—	15	110	1,4
Воск пчелиный (В)	2,8—2,9	0,0003	—	20—35	61—64	0,96
Гетинакс (СП)	5—6,5	0,02	0,03	10—30	150	1,3
Галовакс (В)	4,5—5,5	0,004—0,01	0,003	10	88—135	1,5—1,6
Гуттаперча	4	0,008	—	15	30	0,95
Канифоль (НС)	3,5	0,01	—	10—15	—	1,1
Карболит (П)	—	0,03—0,0001	—	10—15	—	1,2—1,3
Кварц плавленый (С)	4,1—4,4	—	0,0001	20—30	1600	2,2
Керамит (ТК)	7,5	—	0,0007—0,0018	20	1200	3,2
Лакоткань черная	2,8—3	0,16	0,19	20—24	105	—
» светлая	4,7—7,7	0,07	0,09	—	105	—
Микалекс (КН)	8—10	0,005	0,02	15—20	400	2,6—3,5
Мрамор (М)	8—10	0,005—0,01	—	6—10	70—100	2,7
Озокерит (В)	2,3	0,01	0,003—0,004	25	58—98	0,9—1,0
Парафин (В)	2,2—2,3	0,0005	0,0005	20—30	45—54	0,4—0,9
Плексиглас (оргстекло)	3,0—3,6	0,02	0,06	18	60	1,2
Полистирол (П)	2,2—2,6	0,0002	0,0002	25—50	70—90	1,05
Полихлорвинил	3,1—3,5	0,02	—	50	—	1,38

Радиостеатит (ТК)	6,0	0,0006	0,0003—0,0008	20	—	2,7
Радиофарфор (К)	6,0	0,009	0,0027—0,004	15—20	1200	2,5—2,6
Резина мягкая	2,6—3	0,005—0,03	—	15—25	50	1,7—2
Слюда мусковит (М)	4,5—8	0,001	0,001	50—200	400	2,8—3,2
» флогопит (М)	4—5,5	0,005—0,01	0,005—0,01	60—125	800	2,5—2,7
Стеатит (К)	5,5—6,5	0,0006	0,0015—0,002	20—30	1400	2,6—2,8
Стекло (С)	4—10	0,0005—0,001	0,001	20—30	500—1700	2,2—4
Текстолит	7	0,02	0,08	2—8	120	1,3—1,4
Тиконд (К)	25—80	0,0003	0,001—0,002	15—20	1200	3,8—3,9
Ультрафарфор (К)	6,3—7,5	0,002	0,0006	15—30	1400	2,6—2,9
Фарфор электротехнический	6,5	—	0,005—0,01	20	1200	2,4
Фибра сухая	2,5—8	0,02	0,06—0,07	2—6	100	1,1—1,9
Целлулоид	3—4	0,025	0,05—0,06	30	40	—
Церезин (В)	2,2	0,0002	0,0002	15	65—80	0,95
Шелк натуральный	4—5	—	0,01—0,02	—	100	—
Шеллак (СН)	3,5	0,01	—	20—30	80	1,02
Эбонит (КП)	4—4,5	—	0,0 1—0,015	25	60	1,3
Прессшпан	3—4	0,02	0,02 0,08	9—12	100	0,9—1,1
Эмаль стекловидная (С)	4—7	—	—	20—25	300	2,0—2,7
Эскапон (П)	2,7—3	—	0,0006—0,001	35	130	—

Примечание. Буквы в скобках обозначают: В — воскообразный, ВЛ— волокнистый, К — керамический, П — пластмасса, КН — комбинированный, неорганический, КП — каучуковая пластмасса, С — стеклообразный, М — минеральный, СН — смола натуральная, СС — смола синтетическая, СП— слоистая пластмасса, ТК — талькомагнезиальная керамика

Основные характеристики ферромагнитных материалов определяются по кривым зависимости магнитной индукции B в материале от напряженности поля H.

Как видно из рис. 29, при заданном значении напряженности поля магнитная индукция может иметь различные значения в зависимости от предыдущих магнитных состояний. Это явление называется гистерезисом. Кривая OA_1, получающаяся при условии, что вещество предварительно было размагничено, называется первоначальной кривой намагничивания. Кривая, характеризующая процесс перемагничивания ферромагнитного вещества, называется гистерезисной петлей. Симметричная гистерезисная петля (на рис. 29 показана пунктиром) получается после достаточного числа (порядка десяти) перемагничиваний.

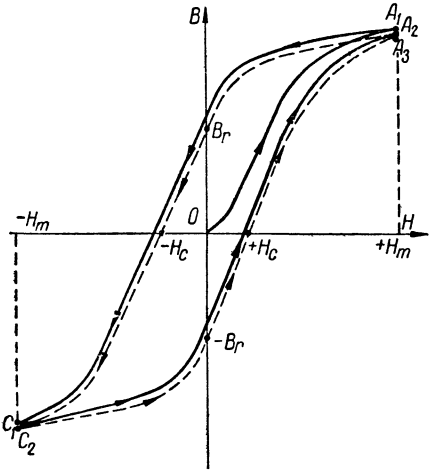


Рис. 29. Ход процесса намагничивания ферромагнитного материала. Стрелками показано направление намагничивания.

Участок гистерезисной петли от точки B_r (рис. 29) до точки $-H_c$ или от точки $-B_r$ до точки $+H_c$ называется кривой размагничивания.

Магнитная индукция, получаемая при уменьшении напряженности поля до нуля, называется остаточной индукцией (B_r).

Напряженность поля, при которой индукция принимает нулевое значение, называется коэрцитивной силой (H_c).

Величины B_r и H_c зависят от максимального значения напряженности поля H_m. Обычно они определяются из гистерезисной петли, полученной при таком значении H_m, когда ферромагнитный материал близок к насыщению. Насыщением ферромагнитного материала называется такое его состояние, при котором магнитная индукция уже не изменяется при изменении напряженности магнитного поля. Значение индукции, соответствующее состоянию насыщения, называется индукцией насыщения (B_s).

На рис. 30 изображено семейство симметричных гистерезисных петель, полученных при различных значениях H_m. Кривая, проходящая через вершины петель, называется основной кривой намагничивания и является вполне определенной для данного сорта материала. Магнитная проницаемость, определенная из начального участка основной кривой намагничивания, называется начальной магнитной проницаемостью ($\mu_н$). Максимальная магнитная проницаемость μ_{max} соответствует наиболее крутому участку кривой намагничивания.

Если ферромагнитный материал находится в переменном магнитном поле, то каждому периоду изменения напряженности поля

соответствует полный цикл перемагничивания материала. Если же переменное магнитное поле имеет постоянную составляющую (постоянное подмагничивание), то перемагничивание материала происходит по частной петле гистерезиса (рис. 31). Наклон частной петли гистерезиса определяет так называемую действующую магнитную проницаемость материала. Величина действующей магнитной проницаемости зависит от напряженности подмагничивающего поля $H_=$

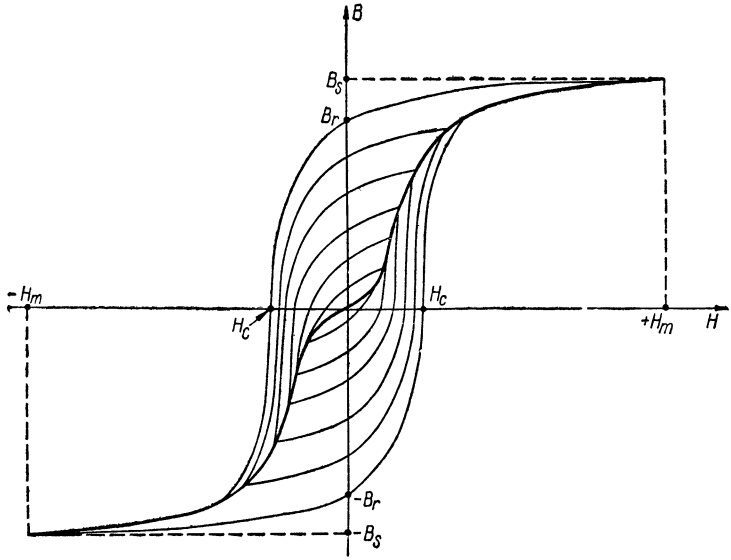


Рис. 30. Семейство симметричных гистерезисных петель.

При перемагничивании ферромагнитного материала теряется мощность. Потеря мощности тем больше, чем больше объем материала, площадь гистерезисной петли и частота перемагничиваний. Удельные потери — мощность, теряемая в единице объема материала.

Параметры ферромагнитного материала зависят от температуры. Стабильность параметров принято характеризовать температурным коэффициентом магнитной проницаемости (ТКμ), равным относительному изменению магнитной проницаемости при изменении температуры материала на 1°.

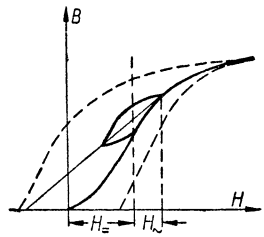


Рис. 31. Частная петля гистерезиса.

Магнитно-мягкие материалы обладают высокой магнитной проницаемостью, небольшой коэрцитивной силой и малыми потерями на гистерезис. Промышленность выпускает многочисленные магнитно-мягкие материалы, которые можно разделить на три большие группы.

Листовая электротехническая сталь выпускается различных марок (табл. 23). Буквы и цифры согласно ГОСТ 802—58 условно обозначают: Э — электротехническая; первая цифра — степень легирования стали кремнием (1 — слаболегированная, 2 — среднелегированная, 3 — повышеннолегированная, 4 — высоколегированная), вторая цифра — гарантированные электромагнитные свойства стали: 1 — нормальные удельные потери при частоте 50 *гц*, 2 — пониженные удельные потери при частоте 50 *гц*, 3 — низкие удельные потери при частоте 50 *гц*, 4 — нормальные удельные потери при частоте 400 *гц*, 5 — нормальная магнитная проницаемость в слабых полях (менее 0,01 *ав/см*), 6 — повышенная магнитная проницаемость в слабых полях, 7 — нормальная магнитная проницаемость в средних полях (от 0,1 до 10 *ав/см*), 8 — повышенная магнитная проницаемость в средних полях; третья цифра (0) обозначает, что сталь холоднокатаная.

В табл. 23 приведены старые и новые обозначения марок электротехнических сталей.

Таблица 23

Обозначения марок электротехнических тонколистовых сталей

Марки стали по ГОСТ 802—41	Марки стали по ГОСТ 802—58
Э1, Э1А	Э11
Э1АА, Э1АБ, Э1ААБ	Э12
Э2, Э2Б, Ст. 1	Э21
Э3, Э3А, Ст. 2 (0,35 и 0,5 *мм*)	Э31
Э4, Э4А	Э41
Э4АА	Э42
ВП-1, ВП-2	Э45, Э47
ВП-3	Э46, Э48
ВЧ-1, ВЧ-2, Ст. 2 (0,2 *мм*)	Э44
ХВП	Э310
ХТ-18	Э320
ХТ-18,5	Э330

Стали марок Э31, Э41, Э42 широко применяются в радиотехнике для изготовления сердечников трансформаторов и дросселей низкой частоты. Более высокими свойствами (повышенной проницаемостью в слабых полях, более низкими потерями и меньшей коэрцитивной силой) обладают горячекатаные листовые стали марок Э45, Э46, Э47, Э48.

На повышенных частотах (свыше 1000 *гц*) применяют сталь Э44, изготовляемую тонкими листами (0,1 ÷ 0,2 *мм*) и обладающую примерно такими же магнитными свойствами, как и стали марок Э45, Э46, Э47, Э48.

Наиболее высокими магнитными свойствами обладают холоднокатаные стали марок Э310, Э320, Э330. Они имеют повышенные магнитные свойства вдоль направления проката. Эти стали выпускаются в виде лент толщиной до 0,03 *мм*, из которых наматываются тороидальные сердечники.

Свойства некоторых электротехнических сталей приведены в табл. 24.

Таблица 24

Свойства некоторых электротехнических сталей

Марка стали	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$ (в *гс/э*)	Максимальная магнитная проницаемость $\mu_{макс}$ (в *гс/э*)	Коэрцитивная сила, H_c (в *э*)	Индукция B (при H=25 *э*) (в *гс*)	Удельное электрическое сопротивление ρ (в *ом·мм²/м*)
Э31	250	5500	0,55	15200	0,52
Э41	300	6000	0,45	14900	0,6
Э42	400	7500	0,4	14900	0,6
Э45	600	10000	0,25	14600	0,62
Э320	800	33000	0,12	17300	—
Э310	500	16000	0,2	18100	0,5

Железо-никелевые сплавы характеризуются очень высокой магнитной проницаемостью, но при наличии постоянного магнитного поля, а также с повышением частоты их проницаемость резко уменьшается. Железо-никелевые сплавы высокой проницаемости весьма чувствительны к механическим напряжениям, например, при сжатии магнитная проницаемость этих сплавов уменьшается. При этом чем выше магнитная проницаемость сплава, тем сильнее влияние механических напряжений. Свойства некоторых железо-никелевых сплавов приведены в табл. 25.

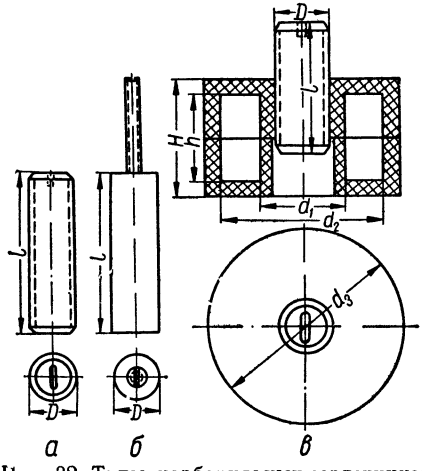


Рис. 32. Типы карбонильных сердечников:
а — цилиндрический с резьбой (СЦР); *б* — цилиндрический со шпилькой (СЦШ); *в* — броневой (СБ).

Высокочастотные ферромагнитные материалы можно разделить на две группы: порошковые металлические (магнитодиэлектрики) и неметаллические оксидные (ферриты, или оксиферы)

Магнитодиэлектрики — спрессованный порошкообразный магнитный материал, частицы которого изолированы друг от друга диэлектриками. В качестве магнитных порошков используются порошки карбонильного железа, альсифера и пермаллоя.

Карбонильное железо выпускается различных марок. В табл. 26 приведены основные технические характеристики карбонильного железа.

Из карбонильного железа изготовляются сердечники для высокочастотных катушек. Наиболее распространенные типы сердечников представлены на рис. 32. Размеры сердечников и их данные приведены в табл. 27, 28 и 29.

Таблица 25

Свойства железо-никелевых сплавов

Наименование сплава или марка	Начальная магнитная проницаемость (в *гс/э*)	Максимальная магнитная проницаемость $\mu_{макс}$ (в *гс/э*)	Коэрцитивная сила (в *э*)	Индукция насыщения (в *гс*)	Удельное электросопротивление $\left(\text{в } \frac{ом \cdot мм^2}{м}\right)$
45%-ный пермаллой	$2{,}7 \cdot 10^3$	$2{,}3 \cdot 10^4$	0,08	16 000	0,45
78%-ный »	$(10 \div 12) \cdot 10^3$	$(9 \div 12) \cdot 10^4$	0,025	10 700	0,16
Текстурованный 50%-ный пермаллой	$5 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^5$	0,05	15 600	0,55
Супермаллой	$(5 \div 15) \cdot 10^4$	$(6 \div 12) \cdot 10^5$	0,004	8 000	0,65
Cu-пермаллой	$5 \cdot 10^4$	10^5	0,08	6 000	0,58
Cr- »	$1{,}2 \cdot 10^4$	$6 \cdot 10^4$	0,03	8 000	0,65
Mo- »	$2 \cdot 10^4$	$7{,}5 \cdot 10^4$	0,03	8 500	0,55
Гиперник	$4{,}5 \cdot 10^3$	10^5	0,075	16 000	0,45
Мегаперм	$4{,}8 \cdot 10^3$	$2{,}6 \cdot 10^4$	0,09	8 500	0,58
Муметалл	10^4	$6 \cdot 10^4$	0,04	8 500	0,42
Перменорм 4801	$2{,}7 \cdot 10^3$	$1{,}9 \cdot 10^4$	0,1	14 000	0,58
Рометалл	$0{,}85 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	—	4 500	—
45Н	$(17 \div 25) \cdot 10^3$	$(16 \div 23) \cdot 10^3$	$0{,}2 \div 0{,}3$	15 000	0,45
50Н	$(1{,}9 \div 3) \cdot 10^3$	$(2{,}5 \div 3) \cdot 10^4$	$0{,}12 \div 0{,}25$	15 000	0,45
50НП	$(9 \div 20) \cdot 10^3$	$(3 \div 4) \cdot 10^4$	$0{,}3 \div 0{,}45$	15 000	0,45
65НП	400	$(3{,}5 \div 10) \cdot 10^4$	0,1	13 000	0,25
38НС	$(2{,}5 \div 3) \cdot 10^3$	$(2 \div 2{,}5) \cdot 10^4$	0,15	9 500	0,90
42НС	$(2{,}5 \div 3) \cdot 10^2$	$(2 \div 2{,}5) \cdot 10^4$	0,1	10 000	0,85
50НХС	$(1{,}5 \div 32) \cdot 10^3$	$(1{,}2 \div 3) \cdot 10^4$	$0{,}12 \div 0{,}3$	10 000	0,90
79НМ	$(14 \div 22) \cdot 10^3$	$(6 \div 12) \cdot 10^4$	$0{,}02 \div 0{,}06$	7 500	0,55
80НХС	$(16 \div 25) \cdot 10^3$	$(7 \div 17) \cdot 10^4$	$0{,}01 \div 0{,}05$	7 000	0,63
79НМА	$(18 \div 50) \cdot 10^3$	$(8 \div 30) \cdot 10^4$	$0{,}01 \div 0{,}06$	7 500	0,56
К50Ф2 (пермендюр)	700	—	—	22 500	—

Таблица 26

Основные параметры карбонильного железа

Марка железа	Начальная проницаемость (в *гс/э*)	Максимальная рабочая частота (в *Мгц*), не менее	Температурный коэффициент проницаемости TK_μ (в проц/град)
Р-2 (экстра)	8	50	0,015—0,018
Р-4 (первый сорт) . .	12	10	0,015—0,018
Р-4 (высший сорт) .	12	10	0,015—0,018
Р-8	16	0,5	0,015—0,018
П	13	0,1	—
ВКЖ	60	—	0,022—0,025

Таблица 27

Размеры броневых карбонильных сердечников

Тип сердечника	Размеры чашек (в *мм*)					Размеры подстроечника (в *мм*)	
	d_1	d_2	d_3	h	H	l	D
СБ-1	6	10,0	12,3	8,2	10,6	11,5	4
СБ-2	10	18,5	23,0	6,2	11,0	13,0	7
СБ-3	11	18,0	23,0	12,0	17,0	19,0	7
СБ-4	13	22,0	28,0	17,0	23,0	25,0	8
СБ-5	13,5	27,0	34,0	20,4	28,0	30,0	8

Таблица 28

Основные данные броневых карбонильных сердечников

Тип сердечника	Среднее значение эффективной магнитной проницаемости μ_c		Среднее значение добротности катушек Q		Величина подстройки индуктивности катушки (в процентах)
	класса А	класса Б	класса А	класса Б	
СБ-1а	4,5	—	135	—	22
СБ-2а	3,7	—	225	—	20
СБ-3а	4,6	6,5	240	135	20
СБ-4а	4,7	5,6	210	185	20
СБ-5а	4,5	5,0	235	180	20
СБ-1б	3,0	—	95	—	35
СБ-2б	2,7	—	190	—	30

Примечание. В таблице приведены средние значения добротности катушек, намотанных на трехсекционных каркасах проводом ЛЭШО 7×0,07 для ДВ и СВ и проводом ПЭЛ — для КВ.

Таблица 29

Основные данные цилиндрических карбонильных сердечников

Тип сердечника	Размеры (в *мм*)		Среднее значение эффективной магнитной проницаемости μ_c		Среднее значение добротности катушек Q	
	l	*D*	класса А	класса Б	класса А	класса Б
СЦР-1	6,0	10	1,50	1,70	130	90
СЦР-2	6,0	19	1,65	1,95	135	92
СЦР-3	7,0	10	1,60	1,70	130	100
СЦР-4	7,0	19	1,75	1,95	140	97
СЦР-5	8,0	10	1,60	1,70	130	105
СЦР-6	8,0	19	1,80	1,90	145	105
СЦР-7	9,0	10	1,50	1,65	140	105
СЦР-8	9,0	19	1,75	1,85	145	110
СЦГ-1	9,3	10	2,10	2,10	160	130
СЦГ-2	9,3	19	2,45	2,35	185	137
СЦТ-1	9,3	10	2,00	2,00	160	130
СЦТ-2	9,3	19	2,35	2,20	180	137
СЦШ-1	9,3	10	2,00	2,00	130	180
СЦШ-2	9,3	19	2,50	2,50	180	140

Альсифер — сплав железа с кремнием и алюминием, характеризуется высокой начальной проницаемостью и высоким удельным сопротивлением. Сердечники из альсифера используются на частотах до 1—1,5 *Мгц*. На более высоких частотах добротность катушек с альсиферовыми сердечниками ниже, чем с сердечниками из карбонильного железа. Из альсиферов изготовляются сердечники в виде колец (рис. 33). Размеры колец приведены в табл. 30.

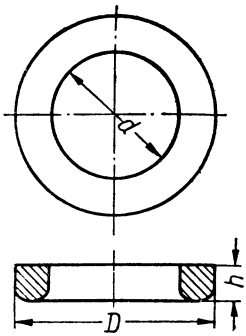


Рис. 33. Кольцо из альсифера.

Основные данные альсиферов приведены в табл. 31.

Магнитно-мягкие оксидные ферромагнетики (оксиферы) — твердые растворы одного или нескольких ферромагнитных ферритов, например, феррита никеля или марганца с неферромагнитным ферритом цинка. Ферритом называется соединение окисла трехвалентного железа с окислом двухвалентного металла.

Оксиферы очень тверды, хрупки и по механическим свойствам подобны керамике. Удельный вес оксиферов значительно меньше, чем у металлических магнитных материалов, и равен 4,5—4,8 *г/см*^{3}.

Удельное электрическое сопротивление оксиферов может быть очень большим (до 10 *ом/см*), поэтому они характеризуются малыми потерями на вихревые токи в переменных полях высокой частоты.

Таблица 30

Размеры альсиферовых колец

Наружный диаметр D (в *мм*)	Внутренний диаметр d (в *мм*)	Высота h (в *мм*)	Площадь сечения S_c (в *см*²)	Наружный диаметр D (в *мм*)	Внутренний диаметр d в *мм*)	Высота h (в *мм*)	Площадь сечения S_c (в *см*²)
15	7	4,8	0,175	44	28	7,2	0,50
15	7	6,7	0,250	44	28	10,3	0,75
19	11	4,8	0,175	55	32	8,2	0,80
19	11	6,7	0,250	55	32	9,7	1,00
24	13	5,2	0,250	55	32	11,7	1,20
24	13	7,0	0,350	64	40	9,7	1,00
36	25	7,5	0,380	64	40	14,0	1,50
36	25	9,7	0,500	75	46	12,0	1,50
				75	46	16,8	2,20

Электромагнитные свойства оксиферов приведены в табл. 32 и 33.

Преимущества марганец-цинковых оксиферов перед никель-цинковыми с такой же магнитной проницаемостью: в несколько раз меньшие потери на гистерезис, более высокая индукция, более высокая предельная рабочая температура и меньший температурный коэффициент проницаемости. В свою очередь, никель-цинковые оксиферы характеризуются более низкими общими потерями на высоких частотах.

Электромагнитные свойства марганец-цинковых оксиферов, а также никель-цинковых оксиферов марок оксифер-2000 и оксифер-1000 при работе в слабых магнитных полях ($H < 0{,}1$ *э*) значительно более высокие по сравнению с электротехнической сталью. В средних и сильных магнитных полях низкой частоты лучше применять электротехнические стали, у которых более высокая индукция насыщения, чем у оксиферов. На более высоких частотах (порядка десятков и сотен килогерц) вследствие высокого удельного сопротивления и практического отсутствия вихревых токов индукция в оксиферах может быть значительно выше, чем в листовых ферромагнитных материалах.

Действующая проницаемость оксиферов с высокой проницаемостью (особенно никель-цинковых) резко изменяется с изменением напряженности подмагничивающего поля даже на высоких частотах, поэтому эти оксиферы целесообразно использовать для магнитных усилителей и ферровариометров, работающих по принципу наложения подмагничивающего поля.

Никель-цинковые оксиферы с начальной проницаемостью 200—600 характеризуются меньшими потерями и применяются на более высоких частотах (до 1—1,5 *Мгц*) и при больших напряженностях поля.

При жестких требованиях к нелинейным искажениям следует применять марганец-цинковые оксиферы. Если же более важными являются требования в отношении потерь в материале при повышенных частотах, то предпочтение следует отдать никель-цинковым оксиферам (оксифер-200 и оксифер-400).

Таблица 31

Основные параметры альсиферов

Марка альсифера	Начальная магнитная проницаемость при температуре 20° (в *гс/э*)	Максимальная рабочая частота (в *кгц*), не более	Температурный коэффициент проницаемости TK_μ (в проц/град) при температуре		Тангенс угла общих потерь на частоте 100 *кгц*		Маркировочный знак
			от +20° до +70°	от +20° до −60°	H=0,2 *э*	H=0,5 *э*	
ТЧ-60П	55—65	10	−0,04	—	—	—	Одна черная полоса
ТЧК-55П	50—60	10	от −0,015 до +0,005	—	—	—	» красная »
ВЧ-32П	30—34	50	−0,025	—	—	—	» белая »
ВЧ-22П	20—24	100	−0,02	—	—	—	» зеленая »
ВЧК-22П	20—24	100	от −0,005 до +0,005	—	—	—	» желтая »
ТЧ-60Р	55—65	10	−0,004	—	0,0196[1])	0,0213[1])	Две черные полосы
ТЧК-55Р	50—60	10	от −0,015 до +0,005	от −0,045 до +0,015	0,0198[1])	0,0215[1])	» красные »
ВЧ-32Р	30—34	50	−0,025	—	0,0108	0,0114	» белые »
ВЧ-22Р	20—24	100	−0,02	—	0,0029	0,0033	» зеленые »
ВЧК-22Р	20—24	100	от −0,005 до +0,005	от −0,015 до +0,015	0,0029	0,0033	» желтые »

[1]) При f = 60 *кгц*.

Примечание. Буквы в обозначении марки альсифера означают: ТЧ—тональная частота, ВЧ — высокая частота, К—компенсированный температурный коэффициент магнитной проницаемости, П и Р определяют соответственно назначение альсифера: для «проводной» связи или для радиоаппаратуры.

Таблица 32

Основные свойства оксиферов в постоянных магнитных полях

Марка оксифера	Магнитная проницаемость (в *гс/э*)		H при $\mu_{макс}$ (в *э*)	Параметры гистерезисной петли				Температурный коэффициент проницаемости при $t=20-60°$ (в проц/град)	Предельная рабочая температура (в градусах)	Маркировочный знак
	начальная $\mu_н$	максимальная $\mu_{макс}$		при H_m (в *э*)	B_s (в *гс*)	B_r (в *гс*)	H_c (в *э*)			
Марганец-цинковые										
Оксифер М-6000	4800—7200	8000—10000	0,2	10	4700	1200	0,1	⩽0,35	120	—
Оксифер М-4000	3500—4800	6000—8000	0,2	10	4500	1300	0,1	⩽0,35	120	—
Оксифер М-3000	2500—3500	5000—6000	0,25	10	3500	1500	0,15	⩽0,35	120	М3 красный
Оксифер М-2000	1500—2500	3000—4000	0,4	10	5000	1400	0,25	⩽0,30	180	М2 красный
Оксифер М-1000	800—1200	1600—1900	0,5	10	3700	1100	0,35	⩽0,10	180	М1 красный
МЦ-2000	2000	3500	—	10	3500	—	0,15	⩽0,22	100	—
МЦ-1000	1000	2100	—	10	3500	—	0,12	⩽0,17	120	—
Никель-цинковые										
Оксифер-2000	1800—2400	6000—10000	0,15	10	2500	1200	0,1	⩽0,60	70	Две белые полосы
Оксифер-1000	800—1200	2000—3500	0,4	10	3200	1500	0,25	⩽0,40	110	Одна белая полоса
Оксифер-600	500—800	1200—1400	0,7	10	3100	1400	0,4	⩽0,35	120	Две желтые полосы
Оксифер 400	350—500	700—1000	1,0	10	2300	1200	0,8	⩽0,20	120	Четыре красные полосы
Оксифер-200	180—250	250—350	2,0	30	1800	1000	1,5	⩽0,08	120	Две красные полосы

Продолжение табл. 32

Марка оксифера	Магнитная проницаемость (в *гс/э*)		H при $\mu_{макс}$ (в *э*)	Параметры гистерезисной петли				Температурный коэффициент проницаемости при $t=20—60°$ (в проц/град)	Предельная рабочая температура (в градусах)	Маркировочный знак
	начальная $\mu_н$	максимальная $\mu_{макс}$		при H_m (в *э*)	B_s (в *гс*)	B_r (в *гс*)	H_c (в *э*)			
Оксифер И-4	180—220	750—850	—	10	4200	2000	0,8	⩽0,35	250	Черная полоса
Оксифер И-5	100—150	600—800	2,5	100	4700	2250	1,2	⩽0,35	350	Две красные точки
Оксифер РЧ-50	45—55	100—150	10	100	2800	1750	8,0	⩽0,20	350	Две красные точки
Оксифер РЧ-12	10—15	20—40	30	100	1500	600	15	⩽0,05	450	—
Оксифер РЧ-10	9—11	14—16	—	100	1400	400	24	⩽0,02	400	Одна голубая точка
Ф-2000	1800—2200	—	—	10	3000	1200	0,2	⩽0,60	70	—
$Ф_1$-1000	900—1100	—	—	10	2500	1200	0,3	⩽0,40	80	—
$Ф_2$-1000	900—1100	—	—	10	1700	750	0,35	—	—	—
Ф-600 (НЦ-600)	540—660	750—900	0,8	10	3000	2000	0,65	⩽0,60	130	—
Ф-400	360—440	—	—	—	2500	1500	1	⩽0,20	110	—
Ф-250 (НЦ-250)	220—280	250—350	—	30	2300	600	1,3	⩽0,15	100	—
$Ф_1$-100 (НЦ-100)	90—110	580	3,5	15	3700	2400	2	~0,40	450	—
Литий-цинковые										
$Ф_2$-100 (ЛЦ-100)	80—120	340—390	—	100	2500	1700	3	~0,25	450	—
Ф-40 (ЛЦ-40)	35—45	50—70	—	100	1000	500	4	~0,10	300	—
Ф-25 (ЛЦ-25)	20—30	25—35	—	100	1100	800	6	~0,10	300	—
Ф-20	20	50	15	100	780	400	6	~0,11	500	—

Таблица 33

Тангенс угла диэлектрических потерь для оксиферов (при $H_{\sim} = 0{,}01$ э)

Марка оксифера	На частоте (в *Мгц*)										
	0,01	0,1	0,5	1	2	3	10	20	30	40	50
Оксифер М-6000	0,025	0,120	1,0	—	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер М-4000	0,013	0,050	0,5	—	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер М-3000	0,007	0,030	0,2	—	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер М-2000	0,007	0,014	0,1	0,600	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер М-1000	0,010	0,015	0,075	0,035	—	—	—	—	—	—	—
МЦ-2000	—	0,028[1]	—	—	—	—	—	—	—	—	—
МЦ-1000	—	0,015[1]	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер-2000	0,030	0,080	0,350	0,650	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер-1000	0,020	0,035	0,120	0,220	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер-600	—	0,012	0,035	0,076	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер 400	0,004	0,005	0,015	0,030	0,070	0,400	—	—	—	—	—
Оксифер-200	—	0,005	0,012	0,018	—	0,200	—	—	—	—	—
Оксифер И-4	—	0,011	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер И-5	0,013	0,016	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Оксифер РЧ-50	—	—	0,008	0,008	0,008	0,009	0,010	0,020	—	—	—

[1] На частоте 60 *кгц*

Продолжение табл 33

Марка оксифера	На частоте (в *Мгц*)										
	0,01	0,1	0,5	1	2	3	10	20	30	40	50
Оксифер РЧ-12	—	—	—	—	—	—	0,006	0,007	0,008	0,010	0,015
Оксифер РЧ-10	—	0,008	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Ф-2000	—	0,035	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$Ф_1$-1000	—	0,011	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$Ф_2$-1000	—	0,035	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Ф-600 (НЦ-600)	—	0,009	0,018	0,035	—	—	—	—	—	—	—
Ф-400	—	0,013	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Ф-250 (НЦ-250)	—	0,008	0,016	0,035	—	—	—	—	—	—	—
$Ф_1$-100 (НЦ-100)	—	0,008	0,0085	0,009	—	—	—	—	—	—	—
$Ф_2$-100 (ЛЦ-100)	—	—	0,011	—	—	—	—	—	—	—	—
Ф-40 (ЛЦ-40)	—	—	0,004	0,006	—	—	—	—	—	—	—
Ф-25 (ЛЦ-25)	—	—	—	—	—	0,004[1]	—	—	—	—	—
Ф-20	—	—	—	0,004	0,004	0,004	—	—	—	—	—

[1] На частоте 5 *Мгц*.

Оксиферы И-5 и $Ф_1$-100 обладают наибольшей индукцией насыщения в группе никель-цинковых оксиферов и высокой предельной рабочей температурой, поэтому они могут быть использованы для высокочастотных устройств повышенной мощности, работающих при больших индукциях.

Основной особенностью никель-цинковых и литий-цинковых оксиферов с проницаемостью 10—50 *гс/э* является малый тангенс угла диэлектрических потерь в области частот 10—100 *Мгц*, а также значительное изменение действующей проницаемости в полях высокой частоты при наложении подмагничивающего поля. Эти оксиферы используются в основном для изготовления высококачественных катушек индуктивности для частот 1—100 *Мгц*.

Из оксиферов всех марок изготавливаются сердечники самой разнообразной конфигурации и размеров, например, кольцевые, Ш-, Г- и П-образные, броневые, рамочные, стержневые, трубчатые и т. п. Некоторые из них показаны на рис. 34. Геометрические размеры кольцевых, Ш-образных и броневых деталей, получивших наиболее широкое применение, приведены в табл. 34, 35 и 36.

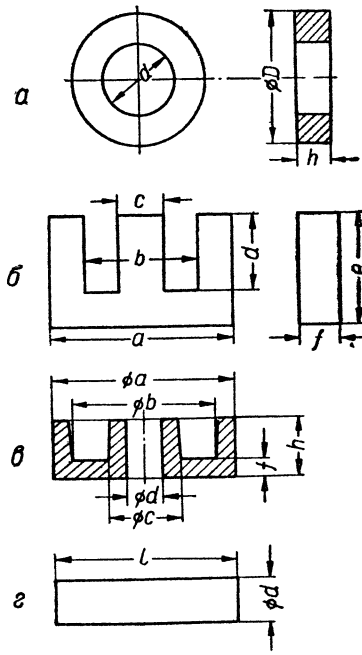


Рис. 34. Сердечники из оксиферов:
а — кольцевой; *б* — Ш-образный; *в* — броневой; *г* — подстроечник.

Таблица 34

Размеры кольцевых оксиферовых сердечников (рис. 34, *а*).

Марка оксифера	*D* (в *мм*)	*d* (в *мм*)	*h* (в *мм*)
Оксифер-2000; оксифер-1000; Оксифер-600; оксифер-200; Оксифер И-5; оксифер-М-6000; Оксифер М-4000; оксифер М-3000; Оксифер М-2000 и оксифер М-1000	7	4	2
	13	5	5
	18	8	5
	21	11	5
	32	18	6
	39	25	7
	46	29	8
	58	34	12
	67	42	14
Оксифер РЧ-50 и оксифер РЧ-12	13,5	5,5	5
	19,0	9,0	5
	23,0	12,0	5
	33,0	20,0	7

Таблица 35

Размеры Ш-образных оксиферовых сердечников (рис. 34, *б*)

Марка оксифера	Тип сердечника	*a* (в *мм*)	*b* (в *мм*)	*c* (в *мм*)	*d* (в *мм*)	*e* (в *мм*)	*f* (в *мм*)
	ОШ-3	10,6	7,5	3,0	2,8	4,5	3,0
	ОШ-4	14,0	10,0	4,0	3,8	5,9	4,0
Оксифер-2000	ОШ-5	17,5	12,5	5,0	4,7	7,4	5,0
Оксифер-1000	ОШ-6	21,0	15,0	6,0	5,7	8,9	6,0
Оксифер-400	ОШ-7	30,0	19,3	7,2	10,1	15,2	7,3
Оксифер М-2000	ОШ-12	42,0	29,4	12,0	15,2	21,5	15,8
	ОШ-17	55,0	37,5	17,3	19,2	27,7	21,7
	ОШ-20	65,0	44,0	20,2	22,4	32,5	27,8

Таблица 36

Размеры броневых оксиферовых сердечников

Тип	Чашки (рис. 34, *в*)						Подстроечники (рис. 34, *г*)	
	a (в *мм*)	*b* (в *мм*)	*c* (в *мм*)	*d* (в *мм*)	*f* (в *мм*)	*h* (в *мм*)	*l* (в *мм*)	*d* (в *мм*)
ОБ-10	10,8	8,4	4,9	2,3	1,8	4,2	8,5	2,1
ОБ-12	13,0	10,4	6,2	3,3	2,0	6,4	12,0	3,0
ОБ-20	20,9	17,9	9,0	4,5	2,7	7,4	14,0	4,3
ОБ-30	30,0	25,0	11,2	5,6	3,8	10,4	21,0	5,4
ОБ-36	36,0	30,0	15,8	7,9	4,7	14,2	24,0	7,5
ОБ-48	48,0	40,0	20,0	10,0	6,2	19,0	26,0	9,6

Магнитно-твердые материалы отличаются высокой коэрцитивной силой и применяются для изготовления постоянных магнитов.

Качество магнита характеризуется энергией магнитного поля, создаваемого 1 *см*^{3} магнитного материала во внешнем пространстве, и выражается как максимальная величина $\frac{HB}{8\pi}$, получаемая из кривой размагничивания.

В табл. 37 приведены магнитные свойства сталей, которые выпускаются в виде прутков и полос и применяются для изготовления постоянных магнитов. В состав этих сталей, кроме железа и углерода, входят в небольших количествах хром, вольфрам, молибден, кобальт. Кроме того, известны сплавы, из которых изготовляются постоянные магниты литьем с последующей термической обработкой. Магнитные свойства этих сплавов приведены в табл. 38.

Оксидные бариевые магниты изготовляются на основе феррита бария—соединения окиси бария и окиси трехвалентного железа.

Таблица 37

Магнитные свойства сталей для постоянных магнитов

Марка стали	Остаточная индукция B_r (в *гс*)	Коэрцитивная сила H_c (в *э*)	$B_r \times H_c$ (в *гс·э*)	Напряженность намагничивающего поля (в *э*)
ЕХ	9 000	58	520 000	500
ЕХ3	9 500	60	570 000	500
Е7В6	10 000	62	620 000	500
ЕХ5К5	8 500	100	850 000	1000
ЕХ9К15М	8 000	170	1 360 000	1000

Таблица 38

Магнитные свойства литых магнитов (после термической обработки)

Марка сплава	Остаточная индукция B_r (в *гс*)	Коэрцитивная сила H_c (в *э*)	Удельная магнитная энергия $\left(\frac{BH}{8\pi}\right)_{макс}$ $\left(\text{в } \frac{эрг}{см^3}\right)$
АН 1 (ални 1)	7 000	250	28 000
АН 2 (ални 2)	6 000	430	38 000
АН 3 (ални 3)	5 000	500	36 000
АНК (алниси)	4 000	750	43 000
АНКО 1 (алнико 12)	6 800	500	55 000
АНКО 2 (алнико 15)	7 500	600	60 000
АНКО 3 (алнико 18)	9 000	650	97 000
АНКО 4 (алнико 24) (магнико)	12 300	500	150 000

Оксидные бариевые магниты могут быть изотропными (одинаковые магнитные свойства во всех направлениях) и анизотропными (свойства зависят от направления намагничивания).

Преимуществом оксидных бариевых магнитов является весьма высокая коэрцитивная сила (порядка 1500—2500 *э*), которая обеспечивает устойчивость против размагничивания сильными внешними полями. Другим преимуществом является малая стоимость этих магнитов.

Одним из недостатков оксидных бариевых магнитов является высокий температурный коэффициент индукции (в 6—8 раз больше, чем для металлических магнитов). Это несколько ограничивает область применения оксидных магнитов.

Оксидные бариевые магниты широко применяются в магнитных цепях громкоговорителей, микрофонов и других акустических преобразователей и используются также для магнитной фокусировки, в отклоняющих системах, для изготовления роторов и статоров маломощных электродвигателей и многих других целей.

Магнитные свойства оксидных бариевых магнитов приведены в табл. 39.

Таблица 39

Магнитные свойства оксидных бариевых магнитов

Тип магнитов	Остаточная индукция B_r (в *гс*)	Коэрцитивная сила H_c (в *э*)	$\frac{BH}{8\pi}$ (в *эрг/см³*)	Удельное сопротивление ρ (в *ом·мм²/м*)
Изотропные МБИ	1800—2000	1400—1600	$3 \cdot 10^4$	10^4—10^5
	2100—2300	1700—1900	$(3{,}5 \div 4{,}5) \cdot 10^4$	10 —10^2
Анизотропные МБА	2750—2900	1300—1600	$(6 \div 8) \cdot 10^4$	10^4—10^5
	2800—3000	1900—2200	$(7 \div 8) \cdot 10^4$	10 —10^2
	3500—4000	1800—2000	$(12 \div 15) \cdot 10^4$	—

Примечание. Изотропные магниты маркируются одной зеленой точкой, анизотропные — одной белой точкой.

§ 10. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

Кварц — природный кристалл, отличается высокими механическими и изоляционными свойствами, химически устойчив, негигроскопичен, высокостабилен. Применяется для стабилизации частоты генераторов и в электрических фильтрах.

Турмалин — природный кристалл, обладающий более сильным, чем у кварца, пьезоэлектрическим эффектом, негигроскопичен, имеет малый температурный коэффициент частоты, дорогостоящий материал. Применяется в фильтрах, работающих в области весьма высоких частот. В последнее время успешно вытесняется высокочастотными срезами кварца.

Сегнетовая соль — искусственный кристалл, обладающий очень большим пьезоэффектом. Применялся в пьезомикрофонах, телефонах и звукоснимателях. Ввиду малой механической прочности, большой гигроскопичности и относительно низкой рабочей температуры (до 40—45°), при которой он не теряет пьезоэлектрических свойств, применение сегнетовой соли ограничено.

Фосфат аммония — искусственный кристалл, обладающий довольно большим пьезоэффектом и относительно малой гигроскопичностью; устойчиво работает при температурах до 80÷90° и характеризуется большей механической прочностью, чем сегнетовая соль. Применяется в электрических фильтрах, звукоснимателях и других устройствах.

Титанат бария — керамический пьезоэлектрик, обладающий большим пьезоэффектом и высокой механической прочностью; совершенно негигроскопичен; его пьезоэлектрические свойства незначительно изменяются в широком интервале температур. Имеет большую диэлектрическую проницаемость (порядка 3000), сильно зависящую от напряженности электрического поля и температуры. Находит широкое применение в звукоснимателях, диэлектрических усилителях, стабилизаторах напряжения и других устройствах.

ГЛАВА IV

КОНДЕНСАТОРЫ И СОПРОТИВЛЕНИЯ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КОНДЕНСАТОРОВ

Класс точности определяет допустимые отклонения емкости отдельных конденсаторов от установленного номинального значения. На практике применяются следующие классы точности:

Класс точности	001	002	005	00	0	I	II
Отклонение емкости (в процентах)	± 0,1	± 0,2	± 0,5	± 1	± 2	± 5	± 10

Класс точности	III	IV	V	VIII
Отклонение емкости (в процентах)	± 20	+ 30 ÷ — 20	+ 50 ÷ — 20	+ 100 ÷ — 40

Номинальная емкость конденсаторов постоянной емкости, выпускаемых в массовом порядке, соответствует стандартной шкале (табл. 40 и 41).

Емкость конденсаторов переменной емкости не стандартизована.

Электрическая прочность конденсаторов характеризуется:

а) рабочим напряжением — максимальным напряжением, при котором конденсатор может работать достаточно долгое время (более 10 тыс. час.);

б) испытательным напряжением — максимальным напряжением, под которым конденсатор может находиться не пробиваясь небольшой промежуток времени;

в) пробивным напряжением — минимальным напряжением, при котором происходит пробой диэлектрика.

Соотношение между этими напряжениями определяется видом диэлектрика.

Сопротивление изоляции конденсаторов определяется качеством диэлектрика и его размерами. Современные конденсаторы имеют сопротивление изоляции порядка нескольких тысяч *Мом*.

Потери в конденсаторах определяются в основном потерями в диэлектрике и характеризуются тангенсом угла потерь $\operatorname{tg}\delta$. Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора

$$Q_C = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta}.$$

Для лучших конденсаторов $Q_C = 1000$ и выше.

Таблица 40

Шкала номинальных емкостей (в *пф*) для конденсаторов до 10 000 *пф*

Для класса точности										
I			II				III			
10	100	1000	—	10	100	1000	1	10	100	1000
—	110	1100	—	—	—	—	—	—	—	—
12	120	1200	—	12	120	1200	—	—	—	—
—	130	1300	—	—	—	—	—	—	—	—
15	150	1500	—	15	150	1500	1,5	15	150	1500
16	160	1600	—	—	—	—	—	—	—	—
18	180	1800	—	18	180	1800	—	—	—	—
20	200*	2000*	—	—	—	—	2	—	—	—
22	220	2200	—	22	220	2200,	—	22	220	2200
24	240	2400	—	—	—	—	—	—	—	—
27	270	2700	—	27	270	2700	—	—	—	—
30	300*	3000*	—	—	—	—	3	—	—	—
33	330	3300	—	33	330	3300	—	33	330	3300
36	360	3600	—	—	—	—	—	—	—	—
39	390	3900	4	39	390	3900	4	—	—	—
43	430	4300	—	—	—	—	—	—	—	—
47	470	4700	—	47	470	4700	—	47	470	4700
51	510	5100	5	—	—	—	5	—	—	—
56	560	5600	—	56	560	5600	—	—	—	—
62	620	6200	6	—	—	—	6	—	—	—
68	680	6800	7	68	680	6800	7	68	680	6800
75	750	7500	—	—	—	—	—	—	—	—
82	820	8200	8	82	8200	8200	8	—	—	—
91	910	9100	9	—	—	—	9	—	—	—

Примечания: 1. Конденсаторы класса точности 00 (±1%) и 0 (±2%) обычно выпускаются с такими же номинальными емкостями, как и конденсаторы класса точности I.

2. С номинальными емкостями, отмеченными звездочкой, выпускаются также конденсаторы более низких классов точности.

Реактивная мощность конденсатора (в *ва*)

$$P_{\text{р}} = \frac{1}{2} U_m I_m \sin \varphi,$$

где I_m — амплитуда синусоидального тока, протекающего через конденсатор, U_m — напряжение на нем, а φ — угол сдвига фаз между током и напряжением.

Для конденсаторов всех типов, кроме электролитических, можно считать $\varphi \approx 90°$, т. е.

$$P_{\text{р}} \approx UI,$$

где U и I — действующие значения напряжения и тока.

Таблица 41

Номинальные значения емкостей (в *мкф*) конденсаторов от 0,01 до 2000 *мкф*

Для классов точности					
I, II, III, IV	I, II, III, IV, V			V	
0,01	0,1[1]	1	10	100	1000
0,012	0,125[1]	—	14[1]	—	1300
0,015	—	—	15[1]	150	—
0,02	—	2	20	200	2000
0,025	0,25[1]	—	25	—	
0,03	—	3[2]	30	350	
0,04	—	4[1]	40[2]	—	
0,05	0,5	5[2]	50[2]	500	
—	—	6[1]	—	—	
0,07	—	—	—	700	
—	—	—	80[2]	800	
—	—	9[1]	—	—	

Для каждого вида керамического и слюдяного конденсаторов указывается предельно допустимая реактивная мощность $P_{\text{р. доп}}$, которая определяет границы применения конденсатора в цепях переменного тока. Допустимая амплитуда переменного напряжения на конденсаторе

$$U_{m\ \text{доп}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{р.доп}}}{\omega C}}.$$

В маломощной аппаратуре конденсаторы обычно работают при небольших переменных напряжениях, поэтому допустимые $P_{\text{р}}$ в этом случае не существенны.

Собственная индуктивность конденсатора зависит от размеров обкладок и способа их соединения с выводами. Индуктивность приводит к появлению резонанса. Для устойчивой работы необходимо, чтобы максимальная рабочая частота была в 2—3 раза ниже резонансной частоты конденсатора. В табл. 42 приведены индуктивности стандартных конденсаторов и максимальные рабочие частоты.

Стабильность конденсатора характеризуется изменением его параметров под воздействием внешней среды. Изменения емкости, вызываемые действием температуры, характеризуются температурным коэффициентом емкости (ТКЕ), представляющим собой относительное изменение емкости при изменении температуры на 1°.

---

[1] По классу точности V не выпускаются.

[2] По классам точности I, II, III не выпускаются.

Стандартные конденсаторы постоянной емкости в зависимости от температурной стабильности разделяются на группы (табл. 43).

Маркировка конденсаторов постоянной емкости. На конденсаторах достаточно больших габаритов обозначаются типы, номинальные рабочие напряжения, номинальные емкости и допустимые отклонения от номинальной емкости в процентах. Кроме того, ставится марка завода-изготовителя, месяц и год выпуска. Если конденсаторы данного типа выпускаются только по одному классу точности, то величина допуска не ставится.

Таблица 42

Индуктивности и максимальные рабочие частоты конденсаторов

Тип	L (в *нгн*)	$f_{макс}$ (в *Мгц*)
Слюдяной, малого размера (КСО-1—КСО-7)	4—6	150—250
Слюдяной, среднего размера (КСО-11)	15—25	75—100
Слюдяной, большого размера	50—100	1—1,5
Керамический дисковый, малого размера КДК-3	1—1,5	2000—3000
Керамический дисковый, среднего размера (КДК-1, КДК-2)	2—4	200—300
Керамический трубчатый, малого размера (КТК-1, КТК-2)	3—10	150—200
Керамический трубчатый, среднего размера (КТК-3, КТК-5)	20—30	50—70
Бумажный, малого размера, в цилиндрическом корпусе с паяными концами (КБГ-И) . . .	6—11	5—8
Бумажный, среднего размера, в цилиндрическом корпусе с паяными концами (КБГ-М, КБ)	30—60	3—5
Бумажный, большой емкости	50—100	1—1,5
Переменной емкости, среднего размера, воздушный	10—60	50—100

На слюдяных и стеклоэмалевых конденсаторах, кроме того, ставится буква, указывающая группу ТКЕ. Группа ТКЕ керамических конденсаторов обычно обозначается цветным кодом — окраской корпуса конденсатора в определенный цвет (табл. 43).

Буквенное обозначение холодоустойчивости электролитических конденсаторов входит в наименование их типов.

На малогабаритных конденсаторах тип обычно не указывают. Если все конденсаторы данного типа выпускаются только на одно рабочее напряжение, то не указывается и величина напряжения. На малогабаритных керамических конденсаторах часто не ставится и обозначение единиц емкости (*мкмкф* или *пф*). На керамических конденсаторах емкостью в несколько пикофарад вместо обычного допуска в процентах указывается допуск в пикофарадах; если допуск не указан, значит конденсатор выпущен по классу точности III.

Таблица 43

Группы температурной стабильности конденсаторов

Группа	ТКЕ (в проц/град)	Цвет корпуса
А	Не нормируется	—
Б	± 0,02	—
В	± 0,01	—
Г	± 0,005	—
К	— (0,13 ± 0,02)	Зеленый или красный с зеленой точкой
Д	— (0,07 ± 0,01)	Красный
М-Д или П[1]	— (0,015 ± 0,003)	Две голубые полосы
Л	— (0,0075 ± 0,0030)	Белый
М	— (0,005 ± 0,003)	Голубой
	— (0,006 ± 0,002)[1]	—
О	± 0,003[1]	—
Р	+ (0,003 ± 0,003)	Серый
	+ (0,0065 ± 0,0035)[1]	—
С	+ (0,0120 ± 0,003)	Синий
Н	Не нормируется	Оранжевый или желтый
СК[2]	Переменный	Красный с синей точкой

§ 2. КОНДЕНСАТОРЫ ПОСТОЯННОЙ ЕМКОСТИ

Слюдяные конденсаторы постоянной емкости характеризуются высокими электрическими показателями, небольшими размерами и малой стоимостью. Герметизированные слюдяные конденсаторы являются наиболее влагостойкими, но имеют бóльшие размеры и более высокую стоимость.

Наиболее распространены следующие типы слюдяных конденсаторов:

КСО — конденсаторы слюдяные опрессованные,

КСГ — конденсаторы слюдяные герметизированные,

СГМ — слюдяные герметизированные малогабаритные.

Внешний вид некоторых типов слюдяных конденсаторов показан на рис. 35, а основные данные приведены в табл. 44.

Слюдяные конденсаторы широко используются в контурах в качестве контурных и сопрягающих, а также в качестве переходных, разделительных, блокировочных и фильтровых.

Цветная маркировка конденсаторов приведена в табл. 45

Сопротивление изоляции конденсаторов около 7500—10 000 *Мом*, добротность превышает 1000 (для конденсаторов емкостью более 200 *пф*). Слюдяные конденсаторы всех типов выпускаются 0; I; II; III классов точности, кроме конденсаторов типа КСО с ТКЕ по группе А, которые выпускаются I; II и III классов точности.

---

[1] Для стеклоэмалевых конденсаторов

[2] Для сегнетокерамических конденсаторов.

Таблица 44

Основные данные слюдяных конденсаторов

Тип	Емкость (в *пф*)	Рабочее напряжение (в *в*)	Реактивная мощность (в *ва*)	Группа стабильности	Размеры (в *мм*) (без выводов)
КСО-1	51—750	250	5	Б-В	13 × 7 × 4,5
	100—750	250	5	Г	
КСО-2	100—2400	500	10	Б-Г	18 × 11 × 6,5
	100—680	500	10	А	
КСО-5	470—6800	500	20	А-Г	20 × 20 × 9
	7500—10000	250		А-Г	
КСО-6	100—2700	1000	25	Б-Г	27 × 16,5 × 9
	1200—2700	1000		А	
КСО-7	47—1000	2500	40	Б-Г	35 × 28,6 × 9,6
	1100—2200	1500		А-Г	
	2400—3300	1000		А-Г	
КСО-8	1000—3300	2500	50	А-Г	35 × 28,6 × 12
	1000—2700	2500		А	
	3600—4300	2000		А-Г	
	4700—6800	1500		А-Г	
	7500—10000	1000		А-Г	
	12000—30000	500		А-Г	
	10000—30000	250		А-Г	
КСГ-1	470—4700	1000	50	Б-Г	26 × 23 × 13
	470—20000	500		Б-Г	
КСГ-2	20000—30000	1000	100	Б-Г	45 × 38 × 21
	20000—100000	500		Б-Г	
СГМ-1	100—560	250	5	Б, Г	15 × 9,5 × 6
СГМ-2	620—1200	250	5	Б, Г	15 × 10 × 7
СГМ-3	100—4300	500	10	Б, Г	19 × 13,5 × 7,5
	100—3000	1000		Б, Г	
	100—1500	1500		Б, Г	
СГМ-4	6800—10000	250	20	Б, Г	19 × 22 × 9
	4700—6200	500		Б, Г	
	3300—6800	1000		Б, Г	
	1600—3900	1500		Б, Г	

Керамические конденсаторы отличаются высокими электрическими показателями, небольшими размерами и невысокой стоимостью. Они широко применяются в разнообразных контурах и цепях радиоаппаратуры УКВ и КВ в качестве блокировочных, переходных и т. п.

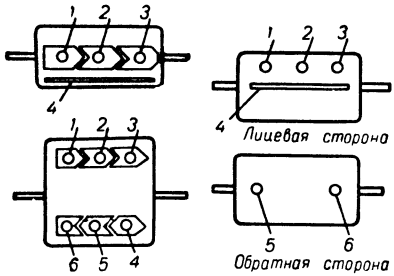


Таблица 45

Цветная маркировка слюдяных конденсаторов

Цвет	Номинальная емкость (в *пф*)		Класс точности	Группа стабильности	Рабочее напряжение (в *в*)	Цвет	Номинальная емкость (в *пф*)		Класс точности	Группа стабильности	Рабочее напряжение (в *кв*)
	Цифра	Множитель					Цифра	Множитель			
Черный . .	0	1	—	—	—	Голубой . .	—	—	—	—	—
Коричневый	1	10	—	—	250	Фиолетовый	7	10^7	—	—	3
Красный .	2	10^2	—	—	500	Серый . . .	8	10^8	—	—	5
Оранжевый	3	10^3	—	—	1000	Белый . . .	9	10^9	0	Г	7
Желтый . .	4	10^4	—	—	1500	Золотой . .	—	0,1	I	В	—
Зеленый . .	5	10^5	—	—	2000	Серебряный	—	0,01	II	Б	—
Синий . . .	6	10^6	—	—	2500	Без окраски	—	—	III	А	—

Примечание. Величина емкости маркируется тремя точками: первые две — цифры, третья — множитель. Условные обозначения на рисунке: *1* — десятки, *2* — единицы, *3* — множитель, *4* — класс точности, *5* — группа стабильности, *6* — рабочее напряжение.

Конденсаторы с небольшим положительным ТКЕ, порядка 0,003 проц/град (группа Р), называются термостабильными и применяются в контурах генераторов и гетеродинов высокой стабильности.

Конденсаторы с отрицательным ТКЕ (группы К, Д, Л, М) называются термокомпенсирующими и используются для термокомпенсации.

Внешний вид некоторых типов керамических и стеклоэмалевых конденсаторов показан на рис. 36, а основные данные приведены в табл. 46.

Сопротивление изоляции керамических конденсаторов превышает 10 000 *Мом*, а добротность составляет 500—800.

Особую группу керамических конденсаторов составляют так называемые сегнетокерамические конденсаторы, в которых в качестве диэлектрика применяется сегнетокерамика — материал с очень большой диэлектрической проницаемостью (до нескольких тысяч) в определенном интервале температур. Диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектриков сильно зависит от температуры и от напряженности электрического поля (напряжения на обкладках конденсатора). Объемное сопротивление сегнетокерамики значительно ниже, чем у других видов керамики, а диэлектрические потери больше.

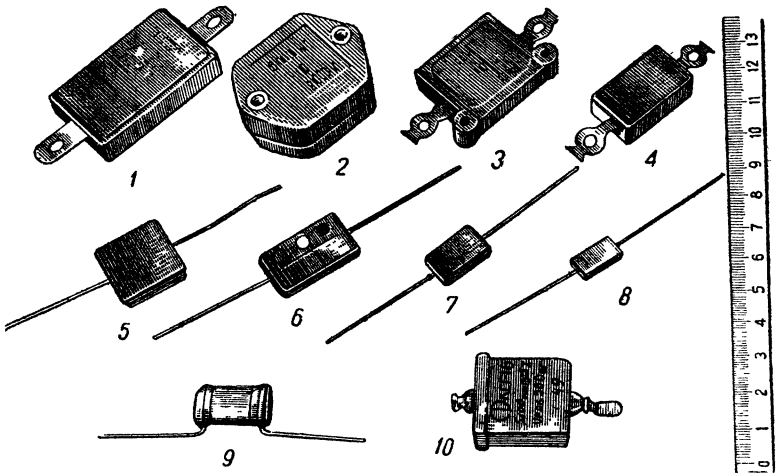


Рис. 35. Внешний вид слюдяных конденсаторов:
1 — КСО-12; *2* — КСО-10; *3* — КСО-7; *4* — КСО-6; *5* — КСО-5; *6* — КСО-4; *7* — КСО-2; *8* — КСО 1; *9* — СГМ-2; *10* — КСГ-1.

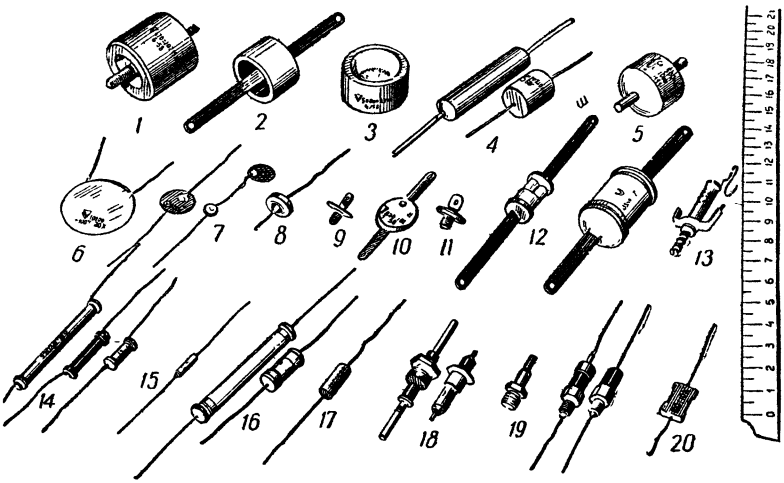


Рис. 36. Внешний вид керамических и стеклоэмалевых конденсаторов:
1 — КВБ; *2* — КВКБ; *3* — КВН; *4* — КВС; *5* — КОБ; *6*—КДС; *7* — КДМ; *8*—КДК; *9* — КДУ; *10* — КП; *11* — КДО; *12* — КТНБ; *13*—КПКТ; *14* —КТК; *15* — КТМ; *16* — КГК; *17* — КТО; *18* — КТП; *19* — КО; *20* — КС.

Таблица 46

Основные данные керамических и стеклоэмалевых конденсаторов

Тип	Характеристика	Количество типоразмеров	Емкость (в *пф*)	Класс точности	Рабочее напряжение (в *в*)	Группа ТКЕ
КДК[1]	Дисковый, керамический	3	1—130	0—III	500	Д, М, Р, С
КТК[1]	Трубчатый »	5	2—1000	0—III	500	То же
КГК	Герметизированный »	5	5—1000	0—III	500	»
КТ	Трубчатый, керамический . . .	3	180—620	0—II	500	К
КП	Керамический, плоский	4	30—1500	II	250	К
КДМ	Дисковый, малогабаритный . .	2	1—1500	II;III	150	Д, К, М, Р, С, Л, Н
КТМ	Трубчатый, » . .	1	1—3000	II;III	150	То же
КДУ	Дисковый для УКВ	5	1—51	II;III	500	Д, М, Р, С
КТН[2]	Трубчатый, негерметизированный	6	1—680	0—III	500	Д, М, Р, С
КТНБ	Трубчатый, негерметизированный, блочный	6	180—1000	0—III	500	М, С, М—Д
КО	Трубчатый, опорный	2	20—4700	III	500	К, Н
КДО	Дисковый, опорный	2	3—2200	III	500	Д, К, М, С, Н
КТП	Трубчатый, проходной	6	8—15000	II	500	Д, М, С, К, Н

Продолжение табл. 46

Тип	Характеристика	Количество типоразмеров	Емкость (в *пф*)	Класс точности	Рабочее напряжение (в *в*)	Группа ТКЕ
КОБ	Керамический, опрессованный, боченочный	2	300	—	(5—20) · 10^3	—
КВКТ	Высоковольтный, керамический, трубчатый	24	15—1500	II,III	(1—12) · 10^3	Д, М, С
КВКБ	Высоковольтный, керамический, боченочный	20	2,5—68	II,III	(4—10) · 10^3	Д, С
КВБ[3]	То же, но с выводами в виде болтов	3	500—2000	III	(5—10) · 10^3	—
КВКГ	Высоковольтный, керамический, горшковый	12	47—2200	III	(6—15) · 10^3	Д, С
КВС[4]	Высоковольтный, керамический, стержневой	7	20—100	III	(10—30) · 10^3	—
КС[3]	Стеклоэмалевый	3	10—1000	0—III[5]	500 и 1000	М, О, П, Р

[1]) Конденсаторы емкостью 1—4 *пф* изготовляются с допуском ± 0,4 *пф*, емкостью 5—30 *пф* — только по классам точности I, II и III.

[2]) Конденсаторы КТН емкостью 1—4 *пф* изготовляются с допуском ± 0,4 *пф*, емкостью 5—100 *пф* — только по классам точности I, II и III.

[3]) Указано предельное рабочее импульсное напряжение при длительности импульса 0,5—5 *мксек* и частоте следования 200—2000 *гц*.

[4]) Указано предельное рабочее импульсное напряжение при длительности импульсов 0,1—3 *мксек* и частоте следования 200—5000 *гц*.

[5]) Изготовляются с допуском не менее ± 1 *пф*.

Таблица 47

Основные данные сегнетоэлектрических конденсаторов

Тип	Характеристика	Количество типо-/размеров	Емкость (в *пф*)	Максимальное отклонение от номинала (в проц.)	Рабочее напряжение (в *в*)
КДМ	Дисковый, малогабаритный . .	—	510—1500	+неогранич. —20	60
КДС	Дисковый . . .	3	1000—6800	от +100 до —40	250
КДО	Дисковый, опорный	—	680—1100	+неогранич. —20	300
КТМ	Трубчатый, малогабаритный . .	—	510—3000	+неогранич. —20	60
КТПС	Трубчатый, проходной	3	3600—10000	+неогранич. —10	300
КО	Трубчатый, опорный . . .	—	680—3600	+неогранич. —20	300
КПС	Пластинчатый .	4	510—40000	от +100 до —40	250

Конденсаторы из сегнетокерамики отличаются от конденсаторов из высокочастотной керамики большей емкостью при одинаковых габаритах. Однако тангенс угла диэлектрических потерь сегнетоэлектрических конденсаторов больше, поэтому они применяются только в низкочастотных цепях. Основные данные сегнетоэлектрических конденсаторов приведены в табл. 47.

Стеклоэмалевые и стеклокерамические конденсаторы представляют собой параллелепипеды, образованные из чередующихся слоев диэлектрика (стеклоэмаль) и тонких обкладок из серебра. Все эти слои спечены при высокой температуре. Стеклоэмалевые конденсаторы типа КС выпускаются трех видов с проволочными выводами и без них. Последние предназначены для печатных схем и малогабаритной аппаратуры.

Конструкция стеклокерамических конденсаторов такая же, как и стеклоэмалевых. Основные характеристики стеклоэмалевых конденсаторов приведены в табл. 46.

Бумажные конденсаторы по электрическим показателям значительно уступают слюдяным и керамическим. Они применяются в основном на низких частотах в качестве блокировочных и фильтровых.

Основные данные бумажных конденсаторов приведены в табл. 48, а внешний вид некоторых типов — на рис. 37.

Сопротивление изоляции бумажных конденсаторов емкостью ниже 0,1 *мкф* составляет величину не менее 5000 *Мом*. Конденсаторы емкостью более 0,1 *мкф* имеют меньшее сопротивление изоляции. Добротность бумажных конденсаторов находится в пределах 60—100.

Металлобумажные конденсаторы по размерам значительно меньше бумажных, имеющих те же номинальные рабочие напряжения и емкости, и по объему приближаются к электролитическим, имеют большее сопротивление изоляции, больший срок службы и способны самовосстанавливаться после пробоя.

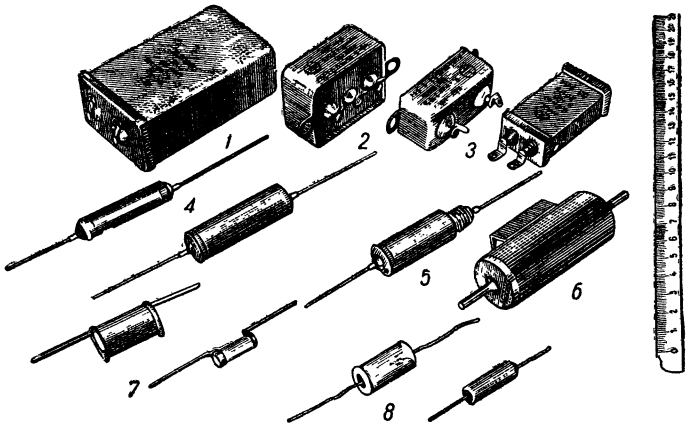


Рис. 37. Внешний вид некоторых типов бумажных конденсаторов:
1 — КБГ-МН; *2* — КБГ-МП; *3* — МКВ; *4* — КБГ-М; *5* — КБП-Р; *6* — КБП-С; *7* — КБГ-И; *8* — БГМТ.

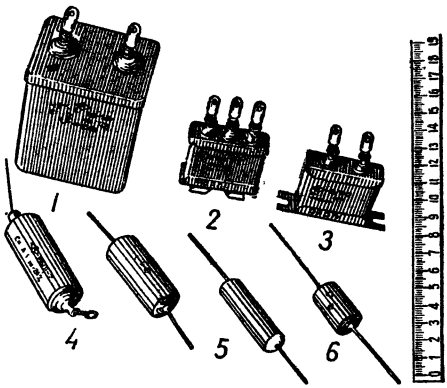


Рис. 38. Внешний вид металлобумажных и бумажных конденсаторов:
1 — МБГП-1; *2* — МБГП-3; *3* — МБГП-2; *4* — МБГЦ-2; *5* — МБМ; *6* — БГМ-2.

Диэлектриком металлобумажных конденсаторов служит лакированная конденсаторная бумага, обкладками — слои металла толщиной порядка долей микрона, нанесенные на одну сторону бумаги.

Недостатком металлобумажных конденсаторов является меньшее, по сравнению с бумажными, сопротивление изоляции. Нежелательно применение металлобумажных конденсаторов с однослойным диэлектриком (МБГО) в цепях с напряжением, значительно меньшим номинального (порядка нескольких вольт).

Некоторые типы металлобумажных конденсаторов показаны на рис. 38, а основные данные приведены в табл. 48.

Таблица 48

Основные данные бумажных и металлобумажных конденсаторов

Тип	Характеристика	Корпус	Емкость (в *мкф*)	Класс точности	Рабочее напряжение (в *в*)
КБ	Бумажный	Цилиндрический бумажный . .	0,0047—0,5	II;III	200—600
КБГ-И	То же, герметизированный	Цилиндрический керамический .	0,00047—0,1	I—III	200—600
КБГ-М	То же	Цилиндрический металлический .	0,01—0,25	I—III	200—600
КБГ-МН	» »	Прямоугольный металлический .	0,25—10,0	I—III	200—1500
КБГ-МП	» »	Плоский металлический . . .	0,01—2,0	I—III	200—1500
БГТ	» » термостойкий	Прямоугольный металлический .	0,01—10,0	I—III	200—1500
БМ	Бумажный, малогабаритный	Цилиндрический металлический .	0,00051—0,05	II;III	150—300

Продолжение табл. 48

Тип	Характеристика	Корпус	Емкость (в *мкф*)	Класс точности	Рабочее напряжение (в *в*)
БГМ	То же, герметизированный	То же	0,00092—0,05	I;II	400
БГМТ	То же, термостойкий	» »	0,00047—0,25	I—III	400; 600
КБП	Бумажный, проходной	» »	0,025—2,0	II;III	110—1500
МБГП (КМБГ)	Металлобумажный, герметизированный	Прямоугольный металлический .	0,1—30,0	I—III	160—1500
МБГО	То же, один слой изоляции	То же	0,25—30,0	II;III	160—600
МБГТ	» » термостойкий	» »	0,1—20,0	I—III	160—1000
МБГЧ	» » для повышенных частот	» »	0,25—10,0	II;III	150—1000
МБГЦ	Металлобумажный, герметизированный	Цилиндрический металлический .	0,025—1,0	I—III	200—1000
	То же, повышенной надежности	Прямоугольный металлический .	1,0—27,0	I;II	150—300
МБМ	Металлобумажный, малогабаритный	Цилиндрический металлический .	0,05—1,0	II;III	160

Проходные конденсаторы применяются для фильтрации токов высокой частоты в цепях питания и для различных блокировок, действие которых должно быть эффективно в весьма широком диапазоне частот.

Типы проходных конденсаторов: КБП (бумажный проходной) и КТП (керамический трубчатый проходной).

Устройство проходного конденсатора показано на рис. 39. Внутри конденсаторной секции расположен токонесущий стержень *2*, к которому присоединены торцы одной обкладки конденсатора. Торцы второй обкладки присоединены к металлическому корпусу *1*, который крепится непосредственно на шасси радиоустройства. Проходные конденсаторы выполняются в трех вариантах: с резьбой (вариант *Р*), с фланцем (вариант *Ф*) и с креплением скобкой (вариант *С*).

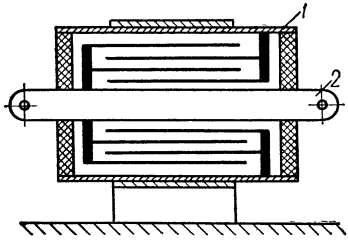


Рис. 39. Устройство проходного конденсатора.

Пленочные конденсаторы в качестве диэлектрика содержат тонкую пленку полистирола (стирофлекс) или фторопласта. Обкладки пленочных конденсаторов — металлическая фольга, металлопленочных — тонкий слой металла, нанесенный на пленку путем металлизации.

Преимущества стирофлексных конденсаторов — стабильность емкости, значительное сопротивление изоляции (до $50 \cdot 10^3$ *Мом*) и большой срок службы. Недостатком стирофлексных конденсаторов является их низкая рабочая температура (не более 60°).

Фторопластовые конденсаторы характеризуются высокой электрической прочностью, малыми потерями ($\operatorname{tg}\delta \approx 0{,}001$), большим сопротивлением изоляции и стойкостью при нагреве до 200°.

Основные данные пленочных конденсаторов приведены в табл. 49, а внешний вид некоторых типов — на рис. 40.

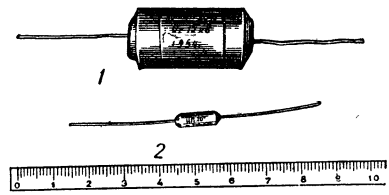


Рис. 40. Внешний вид некоторых типов пленочных конденсаторов: *1* — ПОВ; *2* — ПМ.

Электролитические конденсаторы. Диэлектриком электролитических конденсаторов служит оксидный слой на металле, являющемся одной обкладкой (анодом). Второй обкладкой конденсатора (катодом) служит электролит, непосредственно соприкасающийся со слоем окиси. Анод изготовляется из алюминиевой или танталовой фольги.

Электролитические конденсаторы отличаются малыми размерами при значительной емкости, но имеют сравнительно большие токи утечки и большие потери. При одинаковых рабочих напряжениях и номинальных емкостях объем танталовых конденсаторов меньше объема конденсаторов с алюминиевым анодом. Танталовые конденсаторы могут работать при более высоких температурах, их емкость меньше изменяется при изменении температуры, токи утечки у них меньше.

Таблица 49

Основные данные пленочных и металлопленочных конденсаторов

Тип	Характеристика	Пределы номинальных емкостей	Классы точности	Рабочее напряжение (в *в*)
ПМ	Полистирольный, малогабаритный	100—1000 *пф*	II,III	60
ПО	Полистирольный, открытый	51 *пф*—0,03 *мкф*	I—III[1]	300
ПСО	Стирофлексный, открытый	470 *пф*—0,01 *мкф*	I—III	500
ФТ	Фторопластовый теплостойкий	510 *пф*—0,5 *мкф*	I—III[2]	200 и 600
ФГТ	То же, герметизированный	0,25 *мкф*; 0,5 *мкф*	I—III	200 и 600
ФГТ-И	То же, в керамическом корпусе	470 *пф*—0,1 *мкф*	II;III	(2—25) · 10^3
ФТН	Фторопластовый теплостойкий в цилиндрическом алюминиевом корпусе	0,001—0,25 *мкф*	I—III	200—1500
ФГТН	То же, герметизированный	0,1—1,0 *мкф*	I—III	400—1500
МПГ-Ц	Металлопленочный полистирольный в цилиндрическом металлическом корпусе	0,003—0,02 *мкф*	0—II	500 и 1000
МПГ-П	То же, но в прямоугольном корпусе	0,015—2,0 *мкф*	00—II	250—1000
МПГ-Т	То же, точный	0,1—2,0 *мкф*	001—005	250 и 500
ПОВ	Полистирольный, открытый, высоковольтный	390 *пф*	—	$10 \cdot 10^3$ и $15 \cdot 10^3$
МПО	Металлопленочный, однослойный	0,003—0,5 *мкф*	I—III	250 и 400
МПГО	То же, герметизированный	0,5—10 *мкф*	I—III	160—400

[1] Конденсаторы ПО емкостью до 82 *пф* выпускаются только по классу точности III; по классу точности II выпускаются конденсаторы емкостью от 150 *пф* и выше, по классу точности I—от 2200 *пф* и выше.

[2] По классу точности I выпускаются конденсаторы емкостью более 0,015 *мкф*.

Проводимость широко применяемых электролитических конденсаторов резко зависит от полярности приложенного напряжения, поэтому они используются лишь в цепях постоянного и пульсирующего тока. Допустимая величина переменной составляющей напряжения не должна превышать 20% номинального рабочего напряжения $U_{раб}$, а сумма амплитудного значения переменной составляющей $U_{\sim макс}$ и постоянного напряжения $U_{=}$ не должна превышать $U_{раб}$.

Изготовляются также неполярные электролитические конденсаторы, в которых обе обкладки имеют оксидный слой.

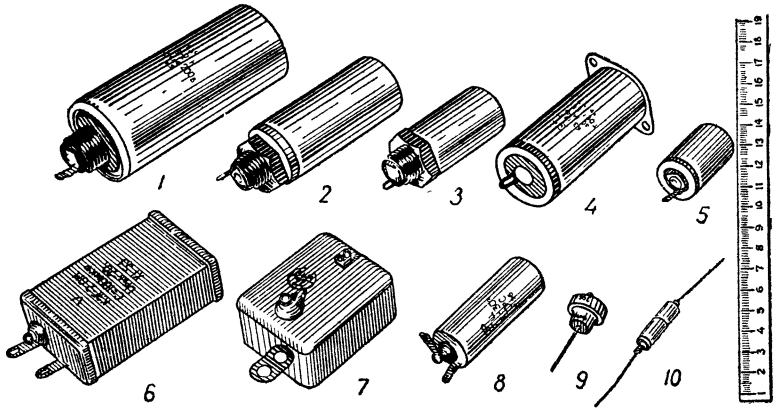


Рис. 41. Внешний вид электролитических конденсаторов:
1 — КЭ-2, 150 *мкф* 200 *в*; *2* — КЭ-2, 20 *мкф* 400 *в*; *3* — КЭ-2, 100 *мкф* 20 *в*; *4* — КЭ-16, 30 *мкф* 150 *в*; *5* — КЭ-1а, 30 *мкф* 30 *в*; *6* — КЭГ-2; *7* — КЭГ-1; *8* — ЭГЦ; *9* — ЭТО, 20 *мкф* 30 *в*; *10* — ЭМ, 30 *мкф* 6 *в*.

Электролитические конденсаторы применяются в качестве фильтровых в выпрямителях, в качестве блокирующих и развязывающих в цепях низкой частоты, а также в качестве переходных в полупроводниковых усилителях.

Нашей промышленностью выпускаются электролитические конденсаторы следующих типов:

КЭ — конденсатор электролитический,
КЭГ — конденсатор электролитический герметизированный,
ЭГЦ — электролитический герметизированный цилиндрический,
ЭМ — электролитический малогабаритный,
ЭМИ — электролитический миниатюрный,
ЭТ — электролитический танталовый,
ЭТО — электролитический танталовый объемный,
ЭТН — электролитический танталовый неполярный.

Основные характеристики электролитических конденсаторов приведены в табл. 50, размеры — в табл. 51 и 52. Внешний вид некоторых типов электролитических конденсаторов показан на рис. 41. В зависимости от интервала рабочих температур электролитические конденсаторы разделяются на следующие группы: Н — неморозостойкие,

Таблица 50

Основные характеристики электролитических конденсаторов

Тип	Пределы номинальных рабочих напряжений (в *в*)	Интервал рабочих температур (в градусах)	Допустимое отклонение емкости от номинальной (в процентах)	Изменение емкости по отношению к емкости при 20° (в процентах)	
				$t_{мин}$	$t_{макс}$
КЭ-Н	8—500	От —10 до +60	От +50 до —20	—50	+30
КЭ-М	8—500	» —40 » +60	» +50 » —20	—50	+30
КЭГ-М	8—500	» —40 » +60	» +50 » —20	—50	+30
ЭГЦ-М	6—500	» —40 » +60	» +50 » —20	—50	+30
КЭ-ПМ	20—450	» —50 » +60	» +50 » —20	—50	+15
КЭ-ОМ	20—450	» —60 » +60	» +50 » —20	—50	+15
КЭГ-ОМ	20—450	» —60 » +60	» +50 » —20	—50	+15
ЭГЦ-ОМ	20—450	» —60 » +60	» +50 » —20	—50	+15
ЭМ-Н	4—6	» —10 » +70	» +100 » 0	—60	—
	10—150	» —10 » +70	» +100 » 0	—50	—
ЭМ-М	4—6	» —40 » +70	» +100 » 0	—60	—
	10—100	» —40 » +70	» +100 » 0	—50	—
ЭМ-ОМ	20—100	» —60 » +70	» +100 » 0	—50	—
ЭТ, ЭТН	6	» —60 » +100	» +50 » —20	—50	+30
	15—30	» —60 » +100	» +50 » —20	—30	+15
	60—150[1]	» —60 » +100	» +50 » —20	—20	+10
ЭТО	4—15	» —60 » +100	» +50 » —20	—50	+20
	30—70[2]	» —60 » +100	» +50 » —20	—40	+20
ЭМИ	3	» —20 » +50	» +80 » —20 »+200 » —20[3]	—50	+30

[1] При окружающей температуре от 85° и выше конденсаторы с номинальным рабочим напряжением 100 и 150 *в* могут работать под напряжением не выше 80 и 100 *в* соответственно.

[2] Конденсаторы с номинальным рабочим напряжением 70 *в* могут непродолжительное время работать под напряжением 90 *в*.

[3] Для конденсаторов с номинальными емкостями 1,25 и 10 *мкф*.

Таблица 51

Размеры корпусов электролитических конденсаторов типа ЭМ

Номинальная емкость (в *мкф*)	Группа морозостойкости	Номинальное рабочее напряжение (в *в*)								
		4	6	10	15	20	30	60	100	150
0,5	ОМ	—	—	—	—	—	—	—	6×20	—
	М	—	—	—	—	—	—	4,5×15	4,5×18	—
	Н	—	—	—	—	—	—	4,5×15	4,5×18	—
1	ОМ	—	—	—	—	6×15	—	6×20	—	—
	М	—	—	—	—	—	4,5×15	—	6×20	—
	Н	—	—	—	—	—	4,5×15	—	6×20	6×20
2	ОМ	—	—	—	—	6×20	—	—	8,5×30	—
	М	—	—	—	4,5×15	—	4,5×18	6×15	—	—
	Н	—	—	—	4,5×15	—	4,5×18	6×15	—	—
3	ОМ	—	—	—	—	—	—	8,5×30	8,5×35	—
	М	—	—	4,5×15	—	4,5×18	—	6 ×20	—	—
	Н	—	—	4,5×15	—	4,5×18	—	6 ×20	—	—
5	ОМ	—	—	—	—	8,5×30	—	8,5×35	—	—
	М	—	4,5×15	4,5×18	—	6×15	6×20	—	8,5×30	—
	Н	—	4,5×15	4,5×18	—	6×15	6×20	—	8,5×30	—
10	М	—	4,5×18	6×15	6×20	—	8,5×30	8,5×35	—	—
	Н	—	4,5×18	6×15	6×20	—	8,5×30	8,5×35	—	—
15	М	—	6×15	6×20	—	8,5×35	—	—	—	—
	Н	—	6×15	6×20	—	8,5×35	—	—	—	—

Продолжение табл. 51

Номинальная емкость (в *мкф*)	Группа морозостойкости	Номинальное рабочее напряжение (в *в*)								
		4	6	10	15	20	30	60	100	150
20	М	6×15	6×20	—	—	—	—	—	—	—
	Н	6×15	6×20	—	—	—	—	—	—	—
25	М	6×20	—	—	8,5×35	—	—	—	—	—
	Н	6×20	—	—	8,5×35	—	—	—	—	—
30	М	—	—	8,5×35	—	—	—	—	—	—
	Н	—	—	8,5×35	—	—	—	—	—	—
40	М	—	8,5×35	—	—	—	—	—	—	—
	Н	—	8,5×35	—	—	—	—	—	—	—
50	М	8,5×35	—	—	—	—	—	—	—	—
	Н	8,5×35	—	—	—	—	—	—	—	—

Примечание. Первое число показывает диаметр, второе — высоту корпуса в миллиметрах.

Таблица 52

Размеры корпусов электролитических конденсаторов КЭ-1 и КЭ-2

Номинальная емкость (в *мкф*)	Группа морозостойкости	Номинальное рабочее напряжение (в *в*)									
		8	12	20	30	50	150	300	400	450	500
5	ОМ, ПМ	—	—	—	—	—	—	26×60	26×60	34×65	—
	М, Н	—	—	—	—	—	—	21×35	21×35	26×60	26×60
10	ОМ, ПМ	—	—	16×28	19×28	21×35	26×60	26×60	34×90	34×90	—
	М, Н	—	16×28	16×28	16×28	19×28	21×35	26×60	26×60	26×60	34×65
20	ОМ, ПМ	—	—	19×28	21×35	21×35	26×60	34×65	34×114	34×114	—
	М, Н	—	—	26×28	16×28	19×28	21×35	26×60	26×60	34×65	34×90
30	ОМ, ПМ	—	—	21×35	21×35	26×60	34×65	34×90	—	—	—
	М, Н	—	16×28	16×28	19×28	21×35	26×60	26×60	—	—	—
40	М, Н	—	—	—	—	—	—	—	—	34×114	—
50	ОМ, ПМ	—	—	21×35	26×60	34×65	—	—	—	—	—
	М, Н	19×28	19×28	19×28	21×35	26×60	—	—	—	—	—
100	ОМ, ПМ	—	—	26×60	34×65	34×114	—	—	—	—	—
	М, Н	19×28	21×35	21×35	26×60	34×65	—	—	—	—	—
200	ОМ, ПМ	—	—	34×65	34×114	—	—	—	—	—	—
	М, Н	26×60	26×60	26×60	34×90	—	—	—	—	—	—
500	ОМ, ПМ	—	—	34×114	50×114	—	—	—	—	—	—
	М, Н	34×65	34×65	34×90	34×114	—	—	—	—	—	—
1000	ОМ, ПМ	—	—	50×114	—	—	—	—	—	—	—
	М, Н	34×114	34×114	50×114	—	—	—	—	—	—	—
2000	М	50×114	50×114	50×114	—	—	—	—	—	—	—

Примечание. Первое число показывает диаметр, второе — высоту корпуса в миллиметрах.

М — морозостойкие, ПМ — повышенной морозостойкости, ОМ — особо морозостойкие (см. табл. 50).

Электролитические конденсаторы типа ЭМИ выпускаются в корпусе диаметром 3 *мм* и длиной 12 *мм*, конденсаторы типа ЭТО — в корпусе диаметром 13,5 *мм* и длиной 14 *мм*.

§ 3. ПОДСТРОЕЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Керамические подстроечные конденсаторы отличаются малыми размерами, высокими электрическими показателями и находят широкое применение в колебательных контурах для подгонки емкости в процессе наладки радиоаппаратуры.

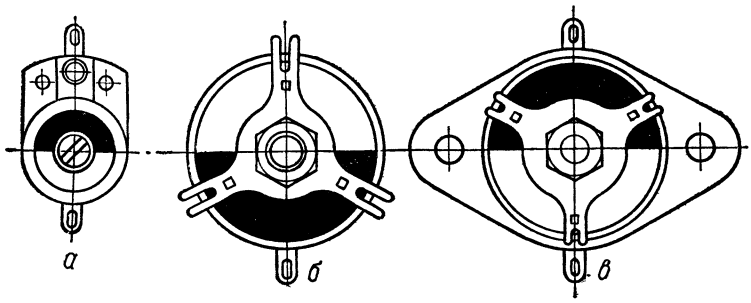


Рис. 42. Внешний вид стандартных шайбовых керамических подстроечных конденсаторов:
а — КПК-1; *б* — КПК-2; *в* — КПК-3.

Внешний вид стандартных шайбовых керамических подстроечных конденсаторов показан на рис. 42, а основные данные приведены в табл. 53.

Таблица 53

Основные данные керамических подстроечных конденсаторов

Тип	Пределы изменения емкости (в *пф*)	Рабочее напряжение (в *в*)	ТКЕ (в проц/град)
КПК-1	2—7[1]; 4—15; 6—25; 8—30	500	— (0,02 ÷ 0,075)
КПК-2	6—60; 10—100; 25—150	500	— (0,02 ÷ 0,075)
КПК-3	25—150; 25 — 175		
КПК-5		500	— (0,02 ÷ 0,075)
КПК-М	4—15[1]; 5—20; 6—25	350	— (0,55 ÷ 0,115)
КПКТ	1—10; 2—15; 2—20; 2—25	250	± 0,04

[1] ТКЕ не нормируется.

Пружинный подстроечный конденсатор, представленный на рис. 43, состоит из двух металлических обкладок, укрепленных одна над другой на изоляционном основании и разделенных между собой пластинкой диэлектрика. Верхняя пластина делается из пружинного материала и при помощи винта может приближаться и удаляться от нижней пластины, меняя этим емкость. Такие конденсаторы не стабильны, но просты и могут быть изготовлены самостоятельно.

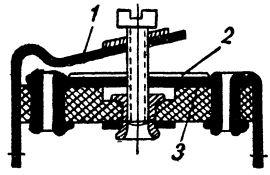


Рис. 43. Устройство пружинного подстроечного конденсатора:
1 —подвижная обкладка; *2* — слюда; *3* — неподвижная обкладка.

Подстроечные конденсаторы с воздушным диэлектриком отличаются довольно высокими электрическими показателями, но сложны по конструкции. Многопластинчатые подстроечные конденсаторы по конструкции представляют собой миниатюрные прямоемкостные конденсаторы переменной емкости.

§ 4. КОНДЕНСАТОРЫ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Конденсаторы переменной емкости изготавливаются с воздушным и твердым диэлектриком. В колебательных контурах применяются конденсаторы с воздушным диэлектриком, отличающиеся большей точностью установки емкости, меньшими потерями и более высокой стабильностью. Конденсаторы с твердым диэлектриком применяются в качестве регулировочных.

Важной характеристикой конденсатора переменной емкости является закон изменения емкости в зависимости от угла поворота подвижных пластин, который определяет закон изменения частоты при настройке контура.

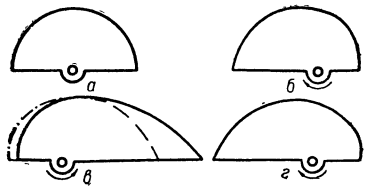


Рис. 44. Формы подвижных пластин конденсаторов переменной емкости:
а — прямоемкостного; *б* — прямоволнового; *в* — прямочастотного (пунктиром показано очертание типовой пластины); *г* — логарифмического.

Прямочастотный конденсатор дает равномерное изменение частоты по диапазону и обеспечивает одинаковую плотность настройки. Поэтому он применяется в аппаратуре, в которой необходимо иметь равномерную по частоте шкалу настройки, например, в приемниках и измерительных приборах.

Логарифмический конденсатор обеспечивает одинаковую точность отсчета частоты по всей шкале. Иногда применяется в передатчиках и измерительных приборах.

Прямоемкостные конденсаторы характеризуются пропорциональным изменением емкости в зависимости от угла поворота и применяются в основном в качестве регулировочных, а также в качестве конденсаторов настройки при малом коэффициенте перекрытия диапазона.

Прямоволновый конденсатор (квадратичный) характеризуется пропорциональной зависимостью между углом поворота ротора и резонансной длиной волны. Имеет ограниченное применение.

Формы подвижных пластин конденсаторов переменной емкости показаны на рис. 44. Пунктиром показано очертание пластин, которые применяются на практике. При такой форме пластин изменение частоты по диапазону будет несколько неравномерным, однако размеры конденсатора получаются меньшими.

Максимальная емкость переменного конденсатора определяется диапазоном частот, минимальная — конструкцией конденсатора. Употребляемые в практике значения максимальных емкостей и соответствующие им значения минимальных емкостей приведены в табл. 54.

Таблица 54

Емкости конденсаторов переменной емкости (в *пф*)

Диапазон	ДВ	СВ	КВ	УКВ			
$C_{макс}$	450—750	250—450	150—250	40—50	25—35	15—20	$\leqslant 15$
$C_{мин}$	12—25	10—15	8—12	5—7	3,5—6,5	2,6—5,5	$\geqslant 2{,}6$

В вещательных приемниках, охватывающих диапазоны ДВ, СВ и КВ, обычно применяются конденсаторы переменной емкости с максимальной емкостью 450—500 *пф*.

§ 5. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Номинальные величины сопротивлений, выпускаемых в массовом порядке, соответствуют стандартной шкале сопротивлений (табл. 55).

Таблица 55

Шкала номинальных значений сопротивлений

Класс точности I	10	11	12	13	15	16	18	20	22	24	27	30	$\times 10^n$
» » II	10	—	12	—	15	—	18	—	22	—	27	—	$\times 10^n$
» » III	10	—	—	—	15	—	—	—	22	—	—	—	$\times 10^n$

Примечания: 1. Указаны две первые цифры номинальных значений.
2. Максимальное значение n зависит от типа сопротивления.

Продолжение табл. 55

Класс точности I	33	36	39	43	47	51	56	62	68	75	82	91	$\times 10^n$
» » II	33	—	39	—	47	—	56	—	68	—	82	—	$\times 10^n$
» » III	33	—	—	—	47	—	—	—	68	—	—	—	$\times 10^n$

Классы точности сопротивлений определяют допустимые отклонения величины сопротивления от номинальной. Сопротивления изготовляются по следующим классам точности:

	Общего назначения			Прецизионные		Типа УЛИ		
Класс точности	I	II	III	005	01	1	2	3
Отклонение величины (в проц.)	± 5	± 10	± 20	$\pm 0{,}5$	± 1	± 1	± 2	± 3

Номинальная мощность сопротивления $P_{ном}$ — мощность, рассеиваемая на сопротивлении при максимально допустимой рабочей температуре токопроводящего элемента и изоляции.

Электрическая прочность характеризуется напряжением $U_{раб}$, при котором сопротивление может работать достаточно долго (несколько тысяч часов):

$$U_{раб} = \sqrt{P_{ном} R},$$

где $P_{ном}$ — номинальная (предельно допустимая) мощность (в *вт*), R — величина сопротивления (в *ом*).

Для большинства типов сопротивлений указывается предельное напряжение $U_{пред}$, превышение которого при любых условиях недопустимо ($U_{раб} \leqslant U_{пред}$). Величина $U_{пред}$ определяется опасностью электрического пробоя.

Собственные индуктивность и емкость определяются конструкцией и габаритами сопротивления и уменьшают частотный предел их применения.

Стабильность сопротивлений характеризуется изменениями их параметров под влиянием окружающей среды, электрической нагрузки, а также с течением времени при эксплуатации или при хранении. Температурный коэффициент сопротивлений (ТКС) определяет относительное изменение величины сопротивления при изменении температуры на 1°.

Уровень собственных шумов непроволочных сопротивлений характеризуется отношением действующего значения переменной составляющей напряжения на сопротивлении U_i к постоянному напряжению U_0, приложенному к сопротивлению, и измеряется в микровольтах на 1 *в* приложенного напряжения

$$E_ш = \frac{U_i}{U_0}.$$

Шумы непроволочных сопротивлений, к которым не приложено постоянное напряжение, а также проволочных сопротивлений при 20°, определяются по формуле

$$U_{ш} = 0{,}125\sqrt{R\Delta F}\ мкв,$$

где ΔF — полоса пропускания устройства (в *кгц*), R — величина сопротивления (в *ком*).

Маркировка сопротивлений. На каждом непроволочном сопротивлении указывается его номинальная величина. На малогабаритных сопротивлениях обозначение *ком* часто заменяется буквой *к*, а обозначение *Мом* — буквой *М*. Допустимое отклонение от номинальной величины может быть обозначено в процентах или римской цифрой, указывающей класс точности.

Если измеренная э. д. с шумов постоянного непроволочного сопротивления меньше 1 *мкв/в*, то в его маркировку входит буква А; если же э. д. с. шумов сопротивления выше 1 *мкв/в*, т. е. сопротивление выпущено по группе Б, то обозначение группы на нем не ставится.

Номинальные мощности указываются только на непроволочных сопротивлениях больших габаритов. Для других сопротивлений эти мощности можно определить по размеру их корпуса.

§ 6. НЕПРОВОЛОЧНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Постоянные непроволочные сопротивления отличаются небольшими размерами, малой собственной емкостью и индуктивностью, дешевы, но уступают проволочным по стабильности и удельной мощности рассеивания. Удельная мощность рассеивания — часть номинальной мощности, приходящаяся на единицу объема сопротивления. Внешний вид постоянных непроволочных сопротивлений показан на рис. 45.

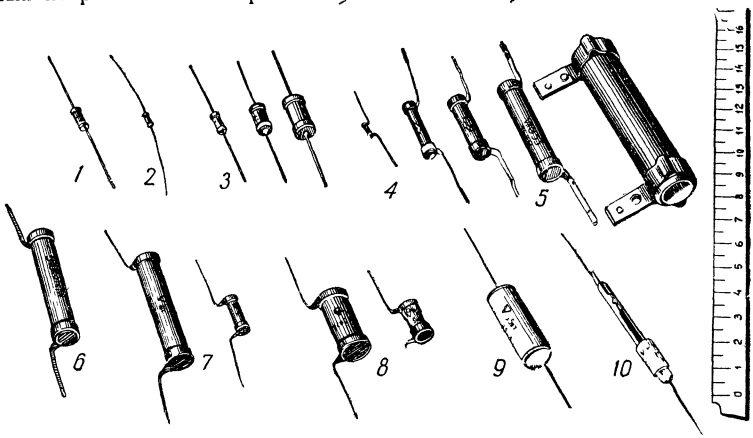


Рис. 45. Внешний вид постоянных непроволочных сопротивлений:
1 — МТ; *2* — КММ; *3* — МЛТ (0,5; 1; 2 *вт*); *4* — УЛМ; *5* — ВС (0,5; 1; 2 и 5 *вт*); *6* — УЛИ (1 *вт*); *7* — БЛП (высокоомные 1 *вт* и 0,1 *вт*); *8* — БЛП (низкоомные 1 *вт* и 0,1 *вт*); *9* — МГП; *10* — КВМ.

Поверхностные тонкослойные сопротивления имеют токопроводящий элемент в виде тонкого слоя проводникового материала с высоким удельным сопротивлением (углерод или сплавы металлов), нанесенного на поверхность керамического основания. Эти сопротивления изготовляются следующих типов:

ВС — влагостойкие,

УЛМ — углеродистые лакированные малогабаритные,

БЛП — бороуглеродистые лакированные прецизионные,

МТ — металлизированные теплостойкие,

МЛТ — металлизированные лакированные теплостойкие,

МЛП — металлизированные лакированные прецизионные,

УНУ — углеродистые незащищенные ультравысокочастотные,

УЛИ — углеродистые лакированные повышенной стабильности.

Сопротивления типа ВС предназначены для аппаратуры массового производства (вещательные приемники, телевизоры и др.), сопротивления типов УЛМ, МТ и МЛТ — для аппаратуры с полупроводниковыми триодами и малогабаритными лампами, сопротивления типов БЛП, МЛП и УЛИ — для измерительной аппаратуры.

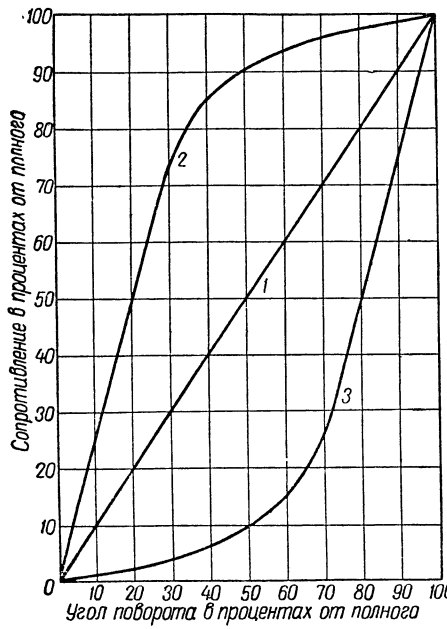


Рис. 46. Зависимости величины переменных сопротивлений от угла поворота подвижного контакта:

1 — линейная; *2* — логарифмическая; *3* — показательная.

Объемные сопротивления имеют токопроводящий элемент в виде стержня, изготовляемого из смеси углерода, наполнителя и связующего вещества. Эти сопротивления менее стабильны, чем тонкопленочные, и отличаются более высоким уровнем шумов, однако могут выдерживать кратковременные перегрузки и длительное воздействие повышенной влажности.

Объемные сопротивления выпускаются следующих типов:

ТВО — теплостойкие влагостойкие объемные.

СПО — сопротивления переменные объемные (малогабаритные).

Лакопленочные сопротивления имеют токопроводящий элемент в виде пленки, представляющей собой смесь (композицию) углерода с диэлектриками. Пленка наносится на поверхность керамических оснований. Эти сопротивления находят применение в измерительной аппаратуре.

Лакопленочные сопротивления выпускаются следующих типов:
КЛВ — композиционные лакированные высоковольтные,
КЛМ — композиционные лакированные мегомные,
КВМ — композиционные вакуумные мегомные.
КММ — композиционные малогабаритные мегомные,
СП — сопротивление переменное.

Основные электрические характеристики непроволочных постоянных сопротивлений приведены в табл. 56.

Таблица 56

Основные данные непроволочных сопротивлений

Тип	Номинальная мощность (в *вт*)	Величина сопротивления	Классы точности	Предельное напряжение (в *в*)	Размеры (в *мм*)	
					Диаметр	Длина (без выводов)
БЛП-0,1	0,1	1 *ом* — 100 *ком*		100	5,5	14,5
БЛП-0,25	0,25	1 — 20 *ом*		150	7,0	14
		20 *ом* — 100 *ком*		150	5,5	24,5
БЛП-0,5	0,5	1 — 20 *ом*		225	9	15,5
		20 *ом* — 100 *ком*	0,05; 0,1	225	7	28
БЛП-1	1,0	1 — 20 *ом*		300	11	24
		20 *ом* — 100 *ком*		300	9	46
ВС-0,25	0,25	27 *ом* — 5,1 *Мом*		400	5,4	18,5
ВС-0,5	0,5	27 *ом* — 10 *Мом*	I; II; III	500	5,4	28,5
ВС-1	1,0	47 *ом* — 10 *Мом*		700	7,2	32,5
ВС-2	2,0	47 *ом* — 10 *Мом*		1000	9,5	53
ВС-5	5,0	47 *ом* — 10 *Мом*		1500	17	75
ВС-10	10,0	75 *ом* — 10 *Мом*		3000	27	120
МЛТ-0,5	0,5	100 *ом* — 5,1 *Мом*	I; II; III	350	4,2	10,8
МЛТ-1	1,0	100 *ом* — 10 *Мом*		500	6,6	13,0
МЛТ-2	2,0	100 *ом* — 10 *Мом*		750	8,6	18,5
МЛП (МГП)	0,5	100 *ком* — 5,1 *Мом*	0,05; 0,1	400	11	28
УЛИ-0,1	0,1	1 — 10 *ом*		350	5,4	16
УЛИ-0,25	0,25	1 — 10 *ом*		350	7,2	16
		10 *ом* — 1 *Мом*	1; 2; 3	350	5,4	27
УЛИ-0,5	0,5	0,75 *ом* — 10 *ом*		500	9,2	18
		10 *ом* — 1 *Мом*		500	7,2	30
УЛИ-1	1,0	1 — 10 *ом*		700	11,5	27
		10 *ом* — 1 *Мом*		700	9,5	48
УЛМ	0,12	27 *ом* — 1 *Мом*	I; II; III	100	2,0	6,5
ММЛТ	0,25	100 *ом* — 3 *Мом*	I; II; III	200	1,6	10,0
КММ		0,5 — 100 *Мом*	II; III	100	2,0	7,0

Переменные сопротивления по характеру изменения своей величины в зависимости от угла поворота подвижного контакта разделяются на сопротивления с линейной (группа А), логарифмической (группа Б) и показательной (группа В) зависимостью (рис. 46).

Внешний вид переменных сопротивлений показан на рис. 47, а основные данные приведены в табл. 57.

Таблица 57

Основные данные непроволочных переменных сопротивлений

Тип	Группа	Пределы номинальной величины сопротивлений	Номинальная мощность (в *вт*)	Предельное напряжение (в *в*)
СП	А Б, В	470 *ом* — 4,7 *Мом* 22 *ком* — 2,2 *Мом*	1; 2 0,5; 1	400; 500 400
СПО	А	47 *ом* — 4,7 *Мом*	0,15—2	160—600
ВК	А Б В	2,5 *ком* — 7,5 *Мом* 15 *ком* — 2 *Мом* 36 *ком* — 2 *Мом*	0,5 0,2; 0,4 0,2; 0,4	350 200; 350 200; 350
ТК (с выключателем)	А	2,5 *ком* — 7,5 *Мом*	0,5	350

Переменные сопротивления типа СП выпускаются одинарными и сдвоенными (два сопротивления на общей оси).

Сопротивления типа ТК отличаются от сопротивлений типа ВК тем, что на их оси установлен выключатель.

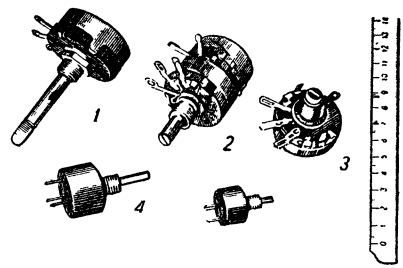


Рис. 47. Внешний вид непроволочных переменных сопротивлений:
1 — ВК; *2* — СП-III; *3* — СП-I; *4* — СПО (2 *вт* и 0,5 *вт*).

§ 7. ПРОВОЛОЧНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Проволочные сопротивления применяются в современной аппаратуре в тех случаях, когда требуется высокая стабильность и точность величины сопротивления, малый уровень шума и значительная мощность рассеивания. Недостаток проволочных сопротивлений — ограниченный частотный диапазон, вследствие большой собственной емкости и индуктивности.

Проволочные постоянные сопротивления выполняются намоткой проволоки из сплавов высокого сопротивления (константана, манганина или нихрома) на цилиндрические (рис. 48) или плоские каркасы из диэлектрика.

Выпускаются следующие типы проволочных сопротивлений:
ПЭ — проволочные эмалированные,
ПЭВ — проволочные эмалированные влагостойкие,
ПЭВ-Х — то же, с передвижным хомутиком для регулировки,
ПКВ — проволочные влагостойкие малогабаритные,
ПТ — проволочные точные,
ПП-1 — проволочные переменные.

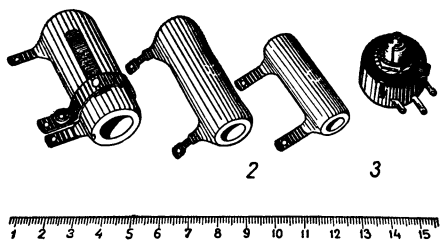


Рис. 48. Внешний вид некоторых проволочных сопротивлений:
1 — ПЭВ-Х; *2* — ПЭВ (20 *вт* и 10 *вт*); *3* — ПП-1.

Основные данные проволочных сопротивлений промышленных типов приведены в табл. 58, а пределы номинальных значений сопротивлений ПЭ, ПЭВ, ПЭВ-Х — в табл. 59.

Высокочастотные проволочные сопротивления. Для расширения диапазона рабочих частот проволочных сопротивлений принимают специальные меры по уменьшению собственных емкостей и индуктивностей. Примеры практического осуществления намоток

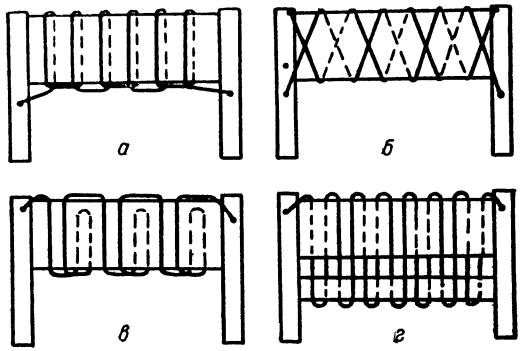


Рис. 49. Типы намотки высокочастотных сопротивлений.

с малой емкостью и индуктивностью приведены на рис. 49. Петлевая *(а)*, параллельная *(б)* и восьмерочная *(в)* намотки пригодны для изготовления низкоомных сопротивлений, последовательно-бифилярная намотка *(г)* — и для более высокоомных сопротивлений.

Для изготовления высокочастотных сопротивлений применяется проволока из константана, манганина, никелина, нихрома. Диаметр провода выбирается возможно меньший. В табл. 60 указаны значения максимальных диаметров проводов, при которых сопротивление току высокой частоты R_f не более чем на 1% выше сопротивления этого провода постоянному току R_0.

Таблица 58

Основные данные проволочных сопротивлений

Тип	Номинальная мощность (в *вт*)	Номинальная величина	Предельное напряжение (в *в*)	Допуск (в проц.)
ПЭ	7,5—150	0,9 *ом* — 50 *ком*	2000	± 5; ± 10
ПЭВ	7 —100	5 *ом* — 56 *ком*	2000	± 5; ± 10
ПКВ	1 — 5	50 *ом* — 1 *Мом*	200—500	± 0,5; ±5
ПТ	0,5— 2	1 *ом* — 1 *Мом*	до 400	± 1
ПП-1	1,0	4,7 *ом* — 24 *ом*	400	± 10

Таблица 59

Проволочные эмалированные сопротивления

ПЭ		ПЭВ		ПЭВ-Х	
Тип	Номинальные величины (в *ом*)	Тип	Номинальные величины (в *ом*)	Тип	Номинальные величины (в *ом*
ПЭ-7,5	5— 5000	ПЭВ- 7	5— 3300	ПЭВ-10Х	5— 200
ПЭ-15	5— 5000	ПЭВ- 10	5—10000	ПЭВ-15Х	20— 220
ПЭ-20	2— 5000	ПЭВ- 15	5—15000	ПЭВ-20Х	20— 430
ПЭ-25	5— 5600	ПЭВ- 20	10—20000	ПЭВ-25Х	20— 510
ПЭ-50	1—15000	ПЭВ- 25	10—24000	ПЭВ-30Х	20—1000
ПЭ-75	1—30000	ПЭВ- 30	10—30000	ПЭВ-50Х	24—1500
ПЭ-150	0,9—50000	ПЭВ- 40	20—51000	ПЭВ-100Х	51—2700
		ПЭВ- 50	20—51000		
		ПЭВ- 75	51—51000		
		ПЭВ-100	51—56000		

Примечания: 1. Цифры в обозначении типа сопротивления указывают его номинальную мощность.

2. Промежуточные значения номинальных величин для сопротивления ПЭВ и ПЭВ-Х соответствуют табл. 55.

Таблица 60

Диаметры проводов (в *мм*) при $\frac{R_f}{R_0} = 1{,}01$

Материал	Диаметр проводов для частот (в *кгц*)							
	100	200	400	600	1000	1400	2000	3000
Манганин . . .	1,78	1,26	0,89	0,73	0,56	0,48	0,39	0,33
Константан . .	1,89	1,39	0,95	0,77	0,60	0,51	0,42	0,35
Никелин	1,94	1,37	0,97	0,79	0,62	0,52	0,43	0,35
Нихром	2,60	1,75	1,30	1,00	0,82	0,70	0,58	0,47

Высокочастотные сопротивления следует выполнять из проводов, диаметры которых не превышают значений, указанных в табл. 60. На практике стараются применять наиболее тонкие провода, так как при этом уменьшается емкость и индуктивность сопротивления.

Если по сопротивлению протекает значительный ток (более 2—5 *ма*), то диаметр провода следует определять по формулам: для тока высокой частоты

$$d = \frac{14I}{\sqrt{\lambda}},$$

для постоянного тока или тока звуковой частоты

$$d = 0{,}7\sqrt{I},$$

где d — диаметр провода (в *мм*), I — ток (в *а*), λ — длина волны (в *м*).

При определении длины провода удобно пользоваться данными табл. 17.

ГЛАВА V

КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

По назначению катушки индуктивности можно разделить на четыре группы: а) катушки контуров, б) катушки связи, в) дроссели высокой частоты и г) дроссели низкой частоты.

По конструктивному признаку катушки могут быть разделены на однослойные и многослойные; цилиндрические, спиральные и тороидальные; экранированные и неэкранированные; катушки без сердечников и катушки с сердечниками и др.

Катушки индуктивности характеризуются следующими основными параметрами: индуктивностью и точностью, добротностью, собственной емкостью и стабильностью.

1. КАТУШКИ КОНТУРОВ И КАТУШКИ СВЯЗИ

Однослойные катушки применяются на частотах выше 1500 *кгц*. Намотка может быть сплошная и с принудительным шагом. Однослойные катушки с принудительным шагом отличаются высокой добротностью ($Q = 150 \div 400$) и стабильностью; применяются в основном в контурах КВ и УКВ. Высокостабильные катушки, применяемые в контурах гетеродинов на КВ и УКВ, наматываются при незначительном натяжении проводом, нагретым до 80—120°.

Для катушек с индуктивностью выше 15—20 *мкгн* применяется сплошная однослойная намотка. Целесообразность перехода на сплошную намотку определяется диаметром катушки. Приводим ориентировочные значения индуктивности, при которых целесообразен переход на сплошную намотку:

Диаметр каркаса (в *мм*)	6	10	15	20	25
Предельная индуктивность (в *мкгн*)	1,8	4	10	20	30

Катушки со сплошной намоткой также отличаются высокой добротностью и широко используются в контурах на коротких, промежуточных и средних волнах, если требуется индуктивность не выше 200—500 *мкгн*. Целесообразность перехода на многослойную намотку определяется диаметром катушки. Приводим ориентировочные значения

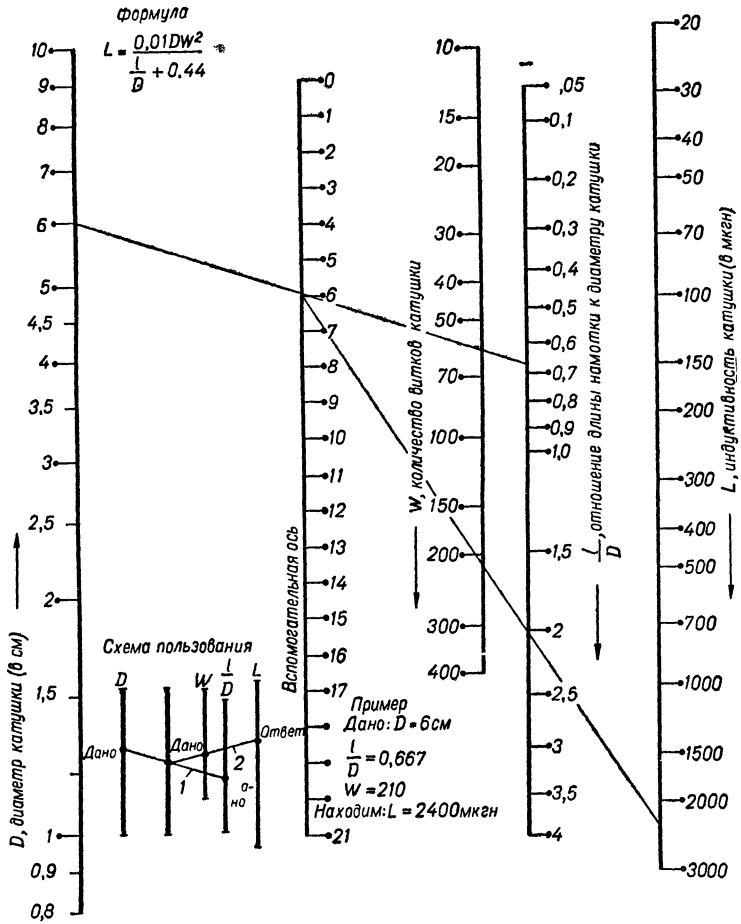


Рис. 50. Номограмма для расчета индуктивности однослойных катушек.

индуктивности при заданных диаметрах, при которых целесообразен переход на многослойную намотку:

Диаметр каркаса (в *мм*)	10	15	20	25	30
Предельная индуктивность (в *мкгн*)	30	50	100	200	500

Индуктивность однослойной катушки может быть рассчитана по следующей формуле:

$$L = \frac{0{,}01 D w^2}{\frac{l}{D} + 0{,}44},$$

где L — индуктивность (в *мкгн*), D — диаметр катушки (в *см*), l — длина намотки (в *см*), w — число витков.

Для ускорения расчетов можно пользоваться номограммой, приведенной на рис. 50.

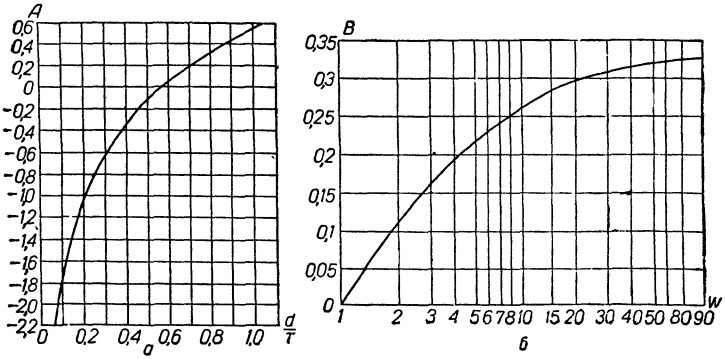


Рис. 51. Графики поправочных коэффициентов для расчета индуктивности однослойных катушек с принудительным шагом намотки:
d — диаметр провода; τ — шаг намотки.

При намотке с принудительным шагом индуктивность (в *мкгн*)

$$L' = L - 2\pi D w (A + B) \cdot 10^{-3},$$

где L — индуктивность катушки, найденная по номограмме рис. 50, т. е. без поправки на шаг намотки,

A и B — поправочные коэффициенты, определяемые по графикам рис. 51,*а* и 51,*б*,

D — диаметр (в *см*),

w — число витков катушки.

Многослойные катушки могут быть разделены на простые и сложные. Примерами простых намоток являются рядовая многослойная намотка и намотка «кучей» (или внавал).

Несекционированные многослойные катушки с простыми намотками отличаются пониженной добротностью и стабильностью, большой собственной емкостью, требуют применения каркасов со щечками.

Широкое применение имеют сложные универсальные намотки. В радиолюбительской практике находит применение также сотовая намотка.

Индуктивность многослойной катушки может быть рассчитана по формуле

$$L = \frac{0{,}08D^2w^2}{3D + 9l + 10t},$$

где L — индуктивность катушки (в *мкгн*), D — средний диаметр намотки (в *см*), l — длина намотки (в *см*), t — толщина катушки (в *см*), w — число витков.

Если задана индуктивность и нужно рассчитать число витков, то следует задаться величинами D, l и t и подсчитать необходимое число витков. После этого следует произвести проверку толщины катушки по формуле

$$t = \frac{\alpha d_0^2 w}{l},$$

где t — толщина катушки (в *см*), l — длина намотки (в *мм*), w — число витков, d_0 — диаметр провода с изоляцией (в *мм*), α — коэффициент неплотности намотки.

Таблица 61

Значения коэффициента неплотности α

Диаметр провода без изоляции (в *мм*)	α
0,08—0,11	1,3
0,15—0,25	1,25
0,35—0,41	1,2
0,51—0,93	1,1
Более 1,0	1,05

Значения коэффициента неплотности α для многослойной намотки могут быть взяты из табл. 61, для намотки «кучей» α надо увеличить на 10—15%.

Если фактическая толщина катушки отличается от принятой в начале расчета более чем на 10%, то следует задаться другими размерами катушки и повторить расчет.

Для ускорения расчетов многослойных катушек можно воспользоваться номограммой, приведенной на рис. 52.

Секционированные катушки индуктивности (рис. 53) характеризуются достаточно высокой добротностью, пониженной собственной емкостью, меньшим наружным диаметром и допускают в небольших пределах регулировку индуктивности путем смещения секций. Они применяются как в качестве контурных в контурах длинных и средних волн, так и в качестве дросселей высокой частоты.

Каждая секция представляет собой обычную многослойную катушку с небольшим числом витков. Число секций n может быть от двух до восьми, иногда даже больше.

Расчет секционированных катушек сводится к расчету индуктивности одной секции. Индуктивность секционированной катушки, состоящей из n секций,

$$L = L_c [n + 2k (n - 1)],$$

где L_c — индуктивность секции, k — коэффициент связи между смежными секциями.

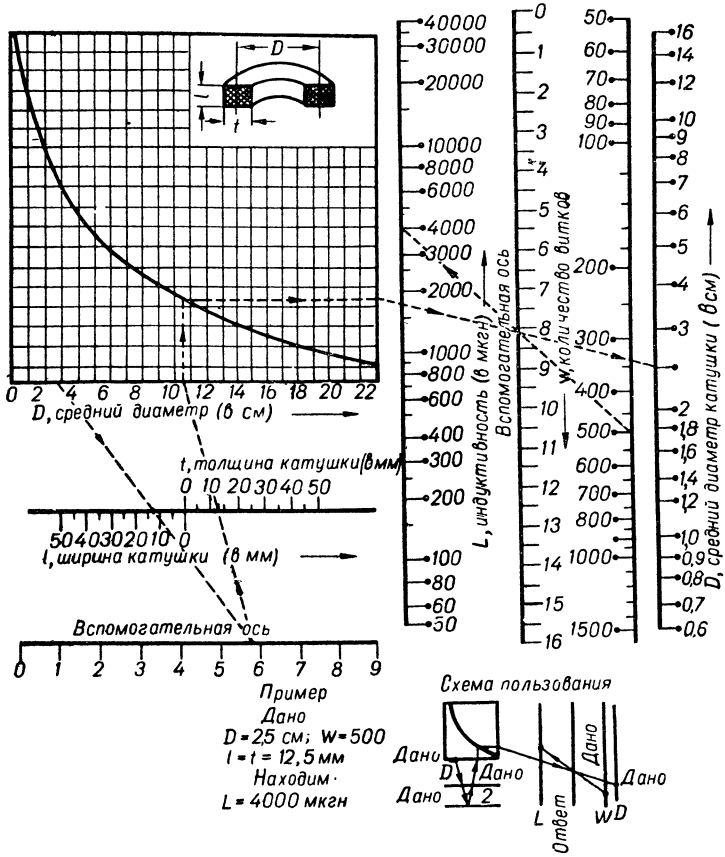


Рис. 52. Номограмма для расчета индуктивности многослойных катушек.

Коэффициент связи зависит от размеров секций и расстояния между ними. Эта зависимость изображена на графике рис. 54. Отношение $\frac{b}{D_{ср}}$ выбирается так, чтобы величина коэффициента связи была в пределах $0{,}25 \div 0{,}4$. Это получается при расстояниях $b = 2l$.

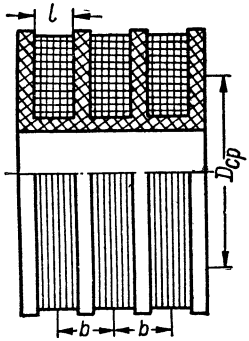


Рис. 53. Секционированная катушка индуктивности.

Расчет каждой секции производится обычным способом.

Корзиночная катушка изображена на рис. 55. Это плоско-спиральная намотка на основание в виде круга с нечетным числом радиальных прорезей. Через каждый разрез провод переходит с одной стороны круглого основания на другую.

Индуктивность такой катушки определяется по формуле

$$L = k \frac{(D_2 + D_1)^2 \cdot w^2}{D_2 - D_1} \cdot 10^{-3} \text{ мкгн},$$

где w — число витков, D_2 — внешний диаметр намотки (в *см*), D_1 — внутренний диаметр намотки (в *см*), k — поправочный коэффициент для корзиночных катушек, определяемый из табл. 62.

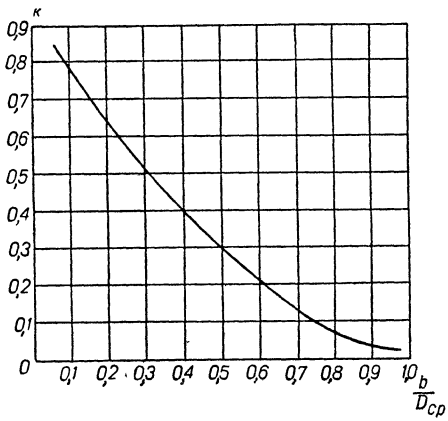


Рис. 54. График зависимости коэффициента связи от размеров секций и расстояния между ними для секционированных катушек.

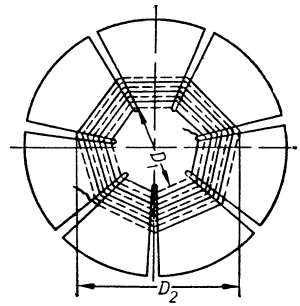


Рис. 55. Корзиночная катушка.

Наилучшим соотношением для корзиночных катушек является $D_2 = 2D_1$.

Тороидальные катушки чаще всего выполняются в виде сплошной намотки на замкнутом кольце кругового сечения (рис. 56).

Индуктивность такой катушки может быть определена по формуле

$$L = 6{,}28w^2 (D - \sqrt{D^2 - d^2}) \cdot 10^{-3} \text{ мкгн},$$

где w — число витков, D — средний диаметр тороида (в *см*), d — диаметр витка (в *см*).

Таблица 62

Поправочный коэффициент k для корзиночных катушек

$\frac{D_2 + D_1}{D_2 - D_1}$	k
1,2	3,3
1,5	3,0
1,8	2,7
2,0	2,6
3,0	2,1
5	1,6
8	1,2
10	1,0

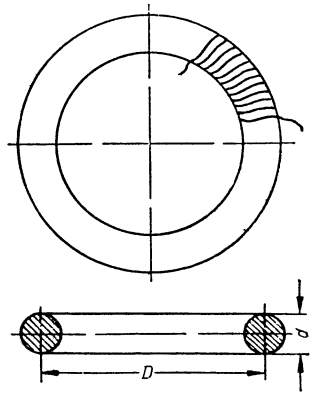


Рис. 56. Тороидальная катушка.

§ 2. СОБСТВЕННАЯ ЕМКОСТЬ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Собственная емкость изменяет параметры катушки, понижает добротность и стабильность настройки контуров. В диапазонных контурах эта емкость уменьшает коэффициент перекрытия диапазона.

Величина собственной емкости определяется типом намотки и размерами катушки. Наименьшая собственная емкость (несколько *пф*) у однослойных катушек, намотанных с принудительным шагом. Многослойные катушки обладают большей емкостью, величина которой зависит от способа намотки. Так, емкость катушек с универсальной намоткой составляет 5—25 *пф*, а с рядовой многослойной намоткой может быть выше 50 *пф*.

Собственная емкость однослойной катушки с принудительным шагом может быть определена по номограмме, приведенной на рис. 57.

§ 3. ЭКРАНИРОВАННЫЕ КАТУШКИ

Для устранения паразитных связей, обусловленных внешним электромагнитным полем катушки, и для устранения влияния на катушку окружающего пространства катушки экранируются, т. е. закрываются замкнутым металлическим экраном.

Под влиянием экрана изменяются параметры катушки: уменьшаются ее индуктивность и добротность и увеличивается собственная емкость. Изменение параметров катушки тем больше, чем ближе расположен экран к виткам катушки.

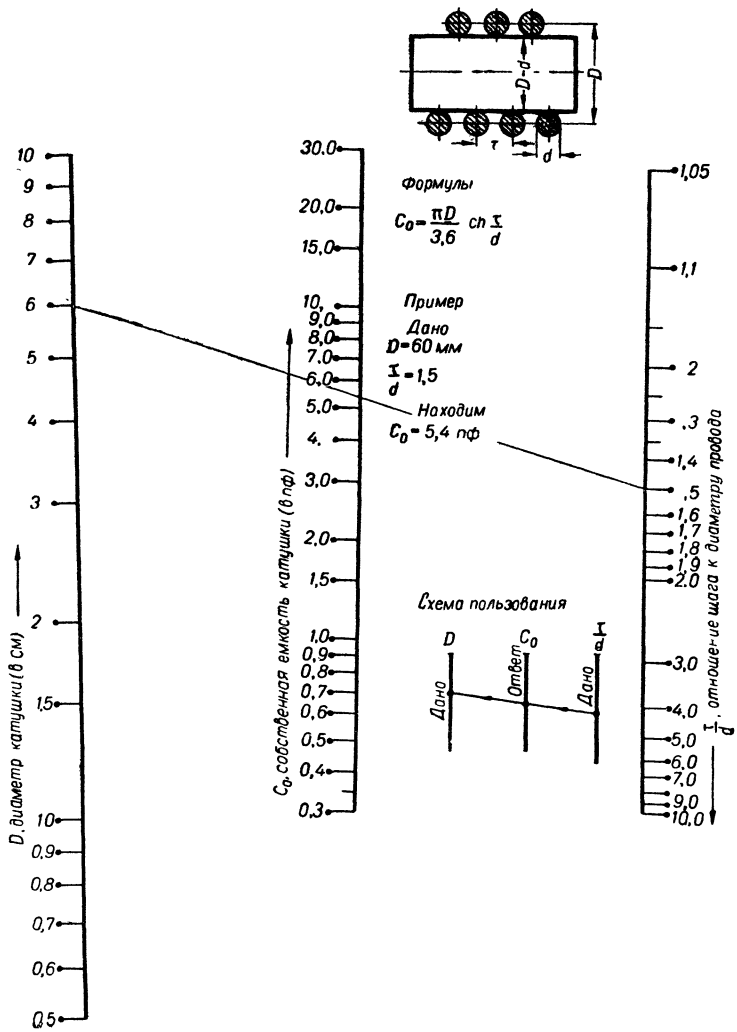


Рис. 57. Номограмма для расчета собственной емкости однослойных катушек с принудительным шагом.

Индуктивность экранированной катушки (однослойной или тонкой многослойной) можно определить по графику рис. 58. По горизонтальной оси отложены отношения длины намотки к диаметру, по вертикальной — отношение индуктивности экранированной катушки к индуктивности той же катушки без экрана. На графике приведены кривые для разных значений отношения диаметра круглого экрана $D_э$ к диаметру катушки D.

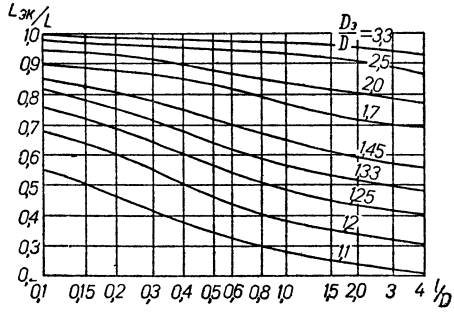


Рис. 58. Графики для расчета индуктивности экранированных катушек.

Если применяется экран прямоугольной формы, то при расчете берут эквивалентный диаметр, равный полусумме диаметров вписанной и описанной окружностей.

Экраны для высокочастотных катушек индуктивности изготовляют из меди или алюминия толщиной не менее 0,4—0,5 *мм*.

§ 4. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ С МАГНИТНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Для увеличения добротности и уменьшения габаритов катушек применяют сердечники из высокочастотных ферромагнитных материалов (гл. III). Использование таких сердечников улучшает экранирование катушек, а также позволяет легко регулировать индуктивность. С другой стороны, при применении ферромагнитного материала в катушках индуктивности снижается стабильность их параметров, появляется зависимость индуктивности и добротности катушки от амплитуды переменного напряжения и величины постоянного тока, протекающего через обмотку.

При конструировании катушки индуктивности с наибольшей добротностью в заданных габаритах сердечник должен быть из материала, имеющего наибольшее значение отношения магнитной проницаемости μ к тангенсу угла диэлектрических потерь в рабочем диапазоне частот. Сердечники из магнитодиэлектриков должны иметь замкнутую форму (кольцевые, броневые). Сердечники из оксиферов (с немагнитным зазором) обеспечивают большее значение добротности, чем сердечники из магнитодиэлектриков.

При конструировании малогабаритных катушек индуктивности, к которым не предъявляются требования высокой добротности и стабильности параметров, можно использовать сердечники без воздушного зазора из оксифера с наибольшим значением магнитной проницаемости.

Для стабильных высокочастотных катушек следует применять сердечники из карбонильного железа.

Магнитные сердечники характеризуются эффективной магнитной проницаемостью μ_c, представляющей собой отношение индуктивности данной катушки с сердечником к индуктивности той же катушки без сердечника. Чем больше проницаемость магнитного материала сердечника, чем ниже частота и чем ближе к виткам катушки расположен сердечник, тем выше его эффективная проницаемость, тем лучше используется сердечник.

Значения μ_c для некоторых сердечников приведены в табл. 28 и 29, а конструктивные данные катушек с броневыми сердечниками — в табл. 63.

Таблица 63

Катушки с броневыми карбонильными сердечниками

Тип сердечника	Марка провода	Число витков	Индуктивность (в *мкгн*)	Добротность
		Для частоты 110 *кгц*		
СБ-1а	ПЭЛ 0,1	500	5250	90
СБ-2а	ПЭЛ 0,1	310	5250	100
СБ-3а	ПЭЛ 0,1	480	10500	100
	ПЭЛ 0,15	475	10500	150
	ПЭЛШО 0,1	480	11000	110
СБ-4а	ПЭЛ 0,1	485	10500	90
	ПЭЛ 0,2	465	10500	160
	ПЭЛШО 0,1	465	10200	90
	ЛЭШО 7 × 0,07	350	5250	180
СБ-5а	ПЭЛ 0,1	475	10500	85
	ПЭЛ 0,2	460	10500	160
	ПЭЛШО 0,1	460	10200	90
	ЛЭШО 7 × 0,07	490	10500	195
		Для частоты 460 *кгц*		
СБ-1а	ПЭЛ 0,1	167	600	110
	ПЭЛШО 0,1	167	600	115
СБ-2а	ПЭЛ 0,1	107	615	90
	ПЭЛШО 0,1	106	600	115
	ЛЭШО 7 × 0,07	67	240	200
СБ-3а	ПЭЛ 0,1	108	600	90
	ПЭЛ 0,2	108	600	125

Продолжение табл. 63

Тип сердечника	Марка провода	Число витков	Индуктивность (в *мкгн*)	Добротность
СБ-3а	ПЭЛШО 0,1	108	600	135
	ЛЭШО 7 × 0,07	108	600	230
СБ-4а	ПЭЛ-0,1	112	600	80
	ПЭЛ-0,2	112	600	155
	ПЭЛШО 0,1	102	600	100
	ЛЭШО 7 × 0,07	112	600	180
СБ-5а	ПЭЛ 0,15	108	600	155
	ПЭЛ 0,2	108	600	160
	ПЭЛШО 0,1	78	300	75
	ЛЭШО 7 × 0,07	77	300	195
	Для частоты 1 *Мгц*			
СБ-1а	ПЭЛ 0,2	76	118	75
	ПЭЛШО 0,31	—	—	—
	ЛЭШО 7 × 0,07	54	60	130
СБ-2а	ПЭЛ 0,2	49	133	110
	ПЭЛШО 0,31	35	69	105
	ЛЭШО 7 × 0,07	49	133	245
СБ-3а	ПЭЛ 0,2	52	125	115
	ПЭЛШО 0,31	52	120	100
	ЛЭШО 7 × 0,07	52	120	190
	Для частоты 5 *Мгц*			
СБ-1а	ПЭЛ 0,2	16	5,4	120
	ПЭЛШО 0,31	16	5,5	140
	ЛЭШО 7 × 0,07	16	5,8	125
СБ-2а	ПЭЛ 0,2	10	5,8	125
	ПЭЛШО 0,31	10	5,7	150
	ЛЭШО 7 × 0,07	10	5,6	175
СБ-3а	ПЭЛ 0,2	10	6,1	120
	ПЭЛШО 0,31	10	5,8	156
	ЛЭШО 7 × 0,07	10	6,0	135

§ 5. МЕТОДЫ ПОДСТРОЙКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Катушки индуктивности с магнитными сердечниками можно легко подстраивать перемещением сердечника. В катушках без сердечника могут применяться следующие способы подстройки индуктивности:

1. Сматывание витков. Несмотря на простоту, этот способ неудобен и применим лишь для многослойных катушек с большим числом витков.

2. Перемещение отвода. Этот способ применим для катушек с однослойной намоткой толстым проводом с принудительным шагом.

3. Отодвигание крайних витков в однослойных катушках; в катушках КВ и УКВ отодвигается один виток.

4. Перемещение короткозамкнутого витка. Этот способ применяется в катушках КВ и УКВ.

5. Перемещение дополнительной секции в многослойных катушках. Число витков подвижной секции выбирается порядка 20—30% от общего числа витков.

§ 6. СИММЕТРИЧНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Для симметричных катушек индуктивности применяются специальные методы намотки: бифилярная и перекрестная.

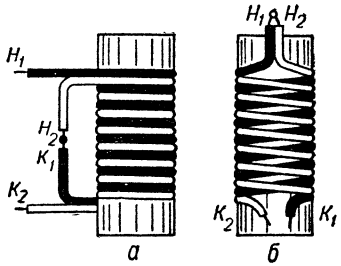


Рис. 59. Типы симметричных намоток:
а — бифилярная; *б* — перекрестная.

Бифилярная намотка (рис 59,*а*) выполняется проводом, сложенным вдвое. Начало одного провода H_2 соединяется с концом другого K_1. Место соединения служит средним выводом. При такой намотке допускается подстройка магнитным сердечником при несущественном нарушении симметрии.

Перекрестная намотка (рис. 59, *б*) обеспечивает более точную симметрию. При подстройке магнитным или немагнитным сердечником симметрия не нарушается.

§ 7. ИНДУКТИВНОСВЯЗАННЫЕ КАТУШКИ

Для обеспечения магнитной связи между катушками индуктивности (например, между катушкой связи и катушкой колебательного контура) их располагают так, чтобы оси катушек были параллельны, совпадали или пересекались под острым углом. Если оси двух катушек индуктивности пересекаются под прямым углом, то магнитная связь между катушками отсутствует.

Степень связи между двумя катушками может быть выражена коэффициентом связи

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} < 1,$$

где M — взаимная индуктивность, L_1 и L_2 — индуктивности катушек.

Взаимная индуктивность (в *мкгн*) цилиндрических коаксиальных катушек (рис. 60) с квадратным или близким к нему поперечным сечением обмотки

$$M = \frac{M_0 w_1 w_2 \sqrt{D_1 D_2}}{2} 10^{-3},$$

где D_1 и D_2 — средние диаметры катушек (в *см*), w_1 и w_2 — числа витков катушек, M_0 — коэффициент, зависящий от расстояния между центрами катушек.

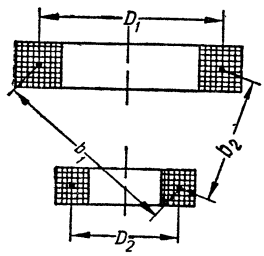


Рис. 60. К расчету взаимной индуктивности.

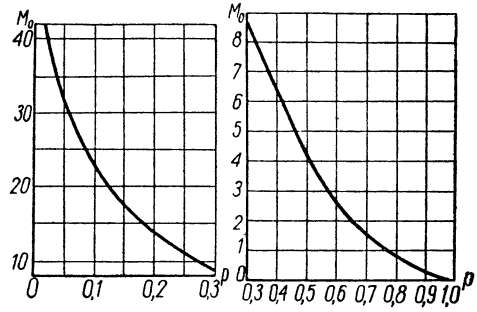


Рис. 61. Графики для определения коэффициента M_0.

Значения коэффициента M_0 определяются по графикам рис. 61 в зависимости от величины

$$p = \frac{b_2}{b_1},$$

где b_1 и b_2 — расстояния между центрами сечений обмоток катушек (рис. 60).

Расчет взаимной индуктивности дает достаточно точные результаты для катушек с малым сечением обмотки и при расстоянии между центрами обмоток, превышающем диаметр. Для случая близко расположенных катушек и катушек с большим сечением расчет является ориентировочным.

Для однослойных катушек, намотанных с принудительным шагом так, что витки одной катушки располагаются между витками другой, можно получить коэффициент связи $k_{св}$ до 0,8. Если однослойная катушка помещена на одном каркасе с многослойной, коэффициент связи достигает 0,5. Для катушек, одна из которых разделена на две секции, расположенные по обе стороны другой катушки, можно получить $k_{св} = 0{,}65 - 0{,}75$. Коэффициент связи значительно возрастает, если магнитносвязанные катушки расположить на общем сердечнике.

Коэффициент связи между узкими многослойными катушками зависит от отношения расстояния между их центрами к среднему диаметру. При величине этого отношения, равном 0,1, коэффициент связи приблизительно равен 0,7—0,8, а при увеличении этого соотношения до 0,8—0,9 коэффициент связи падает до 0,05—0,2. Коэффициент связи между катушками с броневыми сердечниками обычно не превышает 0,015—0,02.

§ 8. ВАРИОМЕТРЫ

Вариометры представляют собой катушки переменной индуктивности. Они применяются для плавной настройки контуров в пределах широкого диапазона частот, а также для подбора связи.

По способу изменения индуктивности вариометры можно разделить на несколько групп.

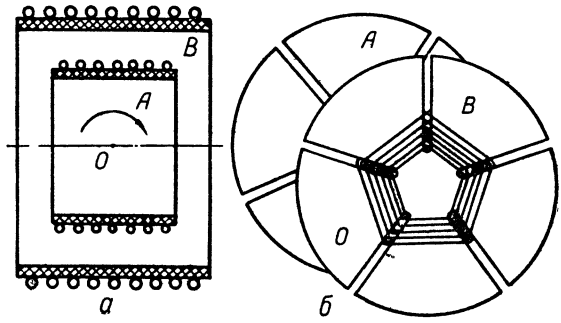


Рис. 62. Вариометры.

Вариометр с взаимоиндукцией. Два типа таких вариометров изображены на рис. 62. Вариометр (рис. 62, *а*) состоит из двух цилиндрических катушек, одна из которых *А* может поворачиваться внутри другой *В*. Подвижная катушка называется ротором, неподвижная — статором.

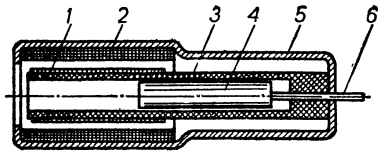


Рис. 63. Устройство ферровариометра:

1 — обмотка; *2* — наружный цилиндр из магнитного материала; *3* — каркас из пластмассы; *4* — сердечник; *5* — экран; *6* — тяга.

Вариометр (рис. 62, *б*) образован двумя корзиночными катушками. Катушка *В* может перемещаться в плоскости, параллельной плоскости катушки *А*, вокруг оси *О*.

Коэффициент перекрытия вариометров с взаимоиндукцией тем больше, чем больше коэффициент связи между катушками. Катушки вариометра могут соединяться параллельно или последовательно. Параллельное соединение применяется для получения меньшей индуктивности.

Вариометр с магнитным сердечником (ферровариометр) применяется, например, в автомобильных приемниках в качестве элемента настройки. Вариометр состоит из цилиндрической катушки, внутрь которой вдвигается сердечник с высокой магнитной проницаемостью (альсифер ФИ-25 или феррит). Устройство ферровариометра показано на рис. 63.

Коэффициент перекрытия ферровариометра тем больше, чем больше магнитная проницаемость сердечника, чем ближе он расположен к вит-

кам катушки. Если применить сердечник из альсифера, коэффициент перекрытия достигает 10—12, а из феррита — 25—30 и более.

Длина сердечника выбирается обычно в 5—10 раз больше его диаметра, диаметр сердечника меньше диаметра намотки на 0,5—1,0 *мм*.

Ферровариометры могут сопрягаться для одновременной настройки нескольких контуров. Сопряжение настроек достигается применением сердечников различных диаметров или катушек с различным расположением витков.

Вариометр с немагнитным сердечником состоит из катушки, внутри которой вращается короткозамкнутый виток. Такие вариометры очень стабильны и могут применяться в задающих каскадах передатчиков.

§ 9. ДРОССЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Дросселем высокой частоты называют катушку индуктивности, включаемую в цепь для ограничения токов высокой частоты. Индуктивность дросселя должна быть достаточно большой, а собственная емкость — малой.

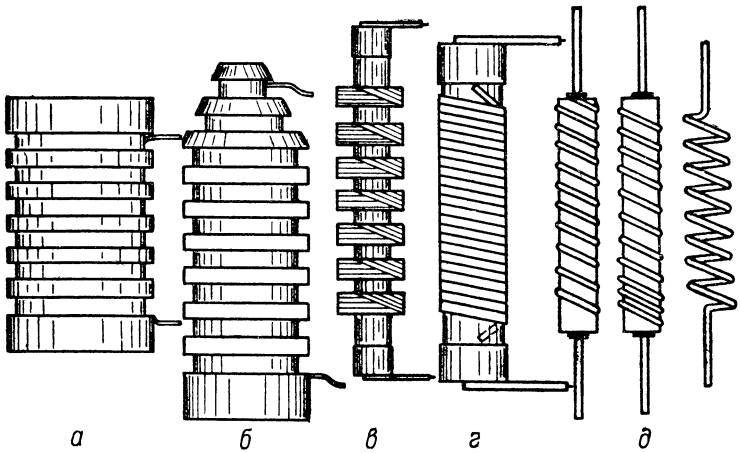


Рис. 64. Дроссели высокой частоты:
а — для длинных волн, *б* — для широкого диапазона (длинные и средние волны); *в* — для средних волн; *г* — для коротких волн; *д* — для ультракоротких волн.

Конструктивно дроссели высокой частоты выполняются в виде однослойных или многослойных катушек. Конструкции дросселей высокой частоты показаны на рис. 64. Для дросселей длинных и средних волн применяется секционированная многослойная намотка. Дроссели для коротких волн и для метровых волн обычно имеют однослойную намотку — сплошную или с принудительным шагом. В качестве каркаса часто используются керамические стержни от сопротивлений ВС-0,5 и ВС-1,0.

Индуктивность дросселей для цепей питания можно выбрать по табл. 64.

Таблица 64

Индуктивность дросселей питания

f (в *Мгц*)	До 0,5	1	5	10	20	50	100
L (в *мкгн*)	$(1 \div 10) \cdot 10^3$	250÷1500	80÷400	30÷150	15÷80	4÷25	1,5÷8

Меньшие значения индуктивности относятся к дросселям накала.

Диаметр провода выбирается по плотности тока, равной 2—3 *а/мм²*; падение напряжения на дросселе накала допускается 10—15% от напряжения питания.

Расчет числа витков дросселя производится так же, как и расчет числа витков катушек индуктивности.

§ 10. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ С СЕРДЕЧНИКАМИ ИЗ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В катушках с большой индуктивностью применяются сердечники из ферромагнитных материалов (§ 9 гл. III).

Индуктивность катушки с замкнутым стальным сердечником

$$L = \frac{1{,}26\mu S_c w^2}{l_c} 10^{-8} \text{ гн},$$

где μ — магнитная проницаемость материала, S_c — сечение сердечника (в *см²*), w — число витков катушки, l_c — средняя длина магнитного пути (в *см*) (рис. 65).

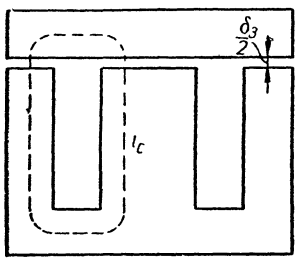


Рис. 65. Длина магнитного пути в Ш-образном сердечнике.

Следует помнить, что магнитная проницаемость материала зависит от переменной составляющей индукции в сердечнике и от величины постоянного подмагничивания, а также от частоты.

Ниже приводится методика расчета катушек индуктивности, работающих при малых значениях переменной составляющей индукции, например, дросселей сглаживающих фильтров для выпрямителей.

Для катушек индуктивности, работающих без постоянного подмагничивания, число витков определяется по формуле

$$w = 8920 \sqrt{\frac{Ll_c}{\mu_н S_c}},$$

где L — индуктивность катушки (в *гн*), l_c — средняя длина магнитного пути (в *см*), $\mu_н$ — начальная проницаемость магнитного материала (см. § 9 гл. III), S_c — сечение сердечника (в *см²*).

Для катушек индуктивности с постоянным подмагничиванием предварительно определяем ориентировочное значение действующей магнитной проницаемости $\mu_д$ (с учетом подмагничивания) по графику (рис. 66), где I_0 — ток подмагничивания, L — индуктивность.

Ориентировочное число витков

$$w = 8920\sqrt{\frac{Ll_c}{\mu_д S_c}}$$

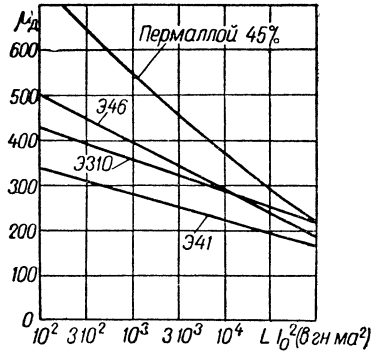


Рис. 66. Графики для ориентировочного определения действующей магнитной проницаемости при постоянном подмагничивании.

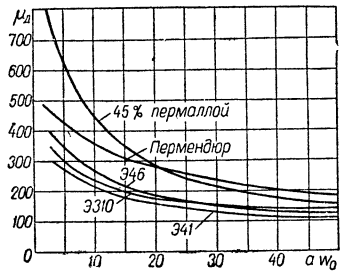


Рис. 67. Графики для определения истинного значения действующей магнитной проницаемости при постоянном подмагничивании.

Постоянное подмагничивание на 1 *см* длины магнитного пути

$$aw_0 = \frac{I_0 w \cdot 10^{-3}}{l_c},$$

где I_0 — ток подмагничивания (в *ма*), l_c — длина магнитного пути (в *см*).

Истинное значение действующей магнитной проницаемости $\mu_д$ определяется по графику рис. 67. Далее определяется точное число витков катушки по приведенной выше формуле.

Диаметр провода катушки (в *мм*) $d = 0{,}7\sqrt{I_0}$, где I_0 — ток подмагничивания (в *а*).

Величина немагнитного зазора в сердечнике (см рис. 65)

$$\delta_э = \frac{z\% \cdot l_c}{100},$$

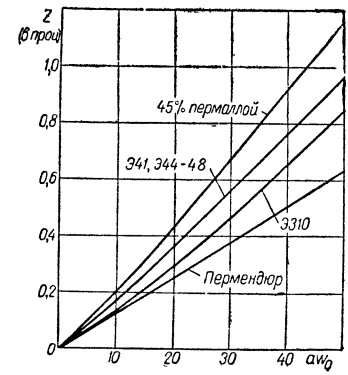


Рис. 68. График для определения величины z.

причем $z\%$ определяется по кривым (рис. 68).

Толщина немагнитной прокладки выбирается равной $0{,}5\delta_э$. Прокладки можно делать из любого листового изоляционного материала

ГЛАВА VI

ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 1. КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформатор состоит из следующих частей: 1) сердечника; 2) каркаса; 3) обмоток и 4) деталей, стягивающих сердечник.

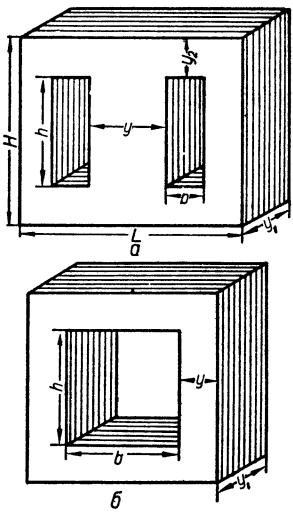


Рис. 69. Сердечники трансформаторов:
а — броневой; *б* — стержневой.

Сердечники трансформаторов для уменьшения потерь на вихревые токи набираются из пластин, штампованных из электротехнической стали или железо-никелевых сплавов, или навиваются из полос электротехнической стали. Применяются также сердечники из ферритов (оксиферов).

Из штампованных пластин набираются сердечники двух типов: броневого и стержневого (рис. 69). В маломощных трансформаторах чаще применяются броневые сердечники. Размеры типовых броневых сердечников приведены в табл. 65.

Для сборки броневых сердечников применяются пластины Ш-образной формы и перемычки к ним (рис. 70). Для устранения зазора между пластинами и перемычками сборка сердечника производится «вперекрышку» (рис. 71). В сердечниках трансформаторов, по обмоткам которых протекает постоянный ток (например, выходные трансформаторы однотактных усилительных каскадов), делается немагнитный зазор. В этом случае пластины сердечника собираются в одну сторону. Между пластинами и перемычками помещается прокладка из листового изолирующего материала необходимой толщины.

Для уменьшения потерь в сердечнике на вихревые токи пластины покрываются с одной стороны тонким слоем изолирующего лака

(реже оклеиваются тонкой папиросной бумагой). Благодаря этому уменьшается нагрев трансформатора.

Пластины сердечника после сборки стягиваются планками или уголками при помощи шпилек с гайками, вставляемых в отверстия в пластинах, либо специальными обжимками. Стяжные планки, уголки или обжимки служат одновременно для крепления трансформатора на шасси.

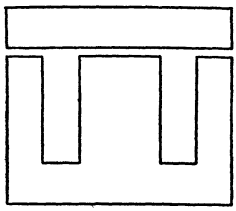


Рис. 70. Типовая Ш-образная пластина с перемычкой.

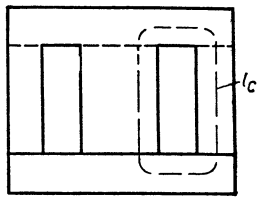


Рис. 71. Сборка сердечника трансформатора «вперекрышку».

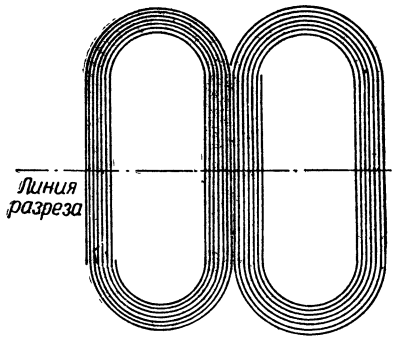


Рис. 72. Сердечник броневого типа, навитый из полос электротехнической стали.

Из полос электротехнической стали навиваются сердечники броневого типа (рис. 72) и тороидальные.

Применяя витые сердечники из сталей Э310, Э320, Э330, можно значительно уменьшить размеры трансформаторов.

Каркас (рис. 73), на котором помещаются обмотки, изготовляется обычно из прессшпана, гетинакса или текстолита. Иногда применяется бескаркасная намотка. При этом намотка производится на гильзу.

Обмотки трансформаторов выполняются из медного провода с эмалевой, бумажной или шелковой изоляцией.

Размеры типовых

Тип сердечника	y (в *мм*)	y_3 (в *мм*)	b (в *мм*)	h (в *мм*)
УШ 10×10	10	6,5	6,5	18,0
УШ 10×15	10	6,5	6,5	18,0
УШ 10×20	10	6,5	6,5	18,0
УШ 12×12	12	8,0	8,0	22,0
УШ 12×18	12	8,0	8,0	22,0
УШ 12×24	12	8,0	8,0	22,0
УШ 14×14	14	9,0	9,0	25,0
УШ 14×21	14	9,0	9,0	25,0
УШ 14×28	14	9,0	9,0	25,0
УШ 16×16	16	10,0	10,0	28,0
УШ 16×24	16	10,0	10,0	28,0
УШ 16×32	16	10,0	10,0	28,0
УШ 19×19	19	12,0	12,0	33,5
УШ 19×28	19	12,0	12,0	33,5
УШ 19×38	19	12,0	12,0	33,5
УШ 22×22	22	14,0	14,0	39,0
УШ 22×33	22	14,0	14,0	39,0
УШ 22×44	22	14,0	14,0	39,0
УШ 26×26	26	17,0	17,0	47,0
УШ 26×39	26	17,0	17,0	47,0
УШ 26×52	26	17,0	17,0	47,0
УШ 30×30	30	19,0	19,0	53,0
УШ 30×45	30	19,0	19,0	53,0
УШ 30×60	30	19,0	19,0	53,0
УШ 35×35	35	22,0	22,0	61,5
УШ 35×52	35	22,0	22,0	61,5
УШ 35×70	35	22,0	22,0	61,5
УШ 40×40	40	26,0	26,0	72,0
УШ 40×60	40	26,0	26,0	72,0
УШ 40×80	40	26,0	26,0	72,0

Примечание. $S_{ок} = bh$ — площадь окна, $S_с$ — сечение сер-ка обмоток трансформатора, $S_с = k_з y y_1$. Значения $k_з$ см. на стр. 130.

Таблица 65

броневых сердечников

$S_{ок}$ (в $см^2$)	L (в *мм*)	y_1 (в *мм*)	H (в *мм*)	S_c (в $см^2$)	l_c (в *см*)	l_b (в *см*)
1,17	36	10	31,0	0,90	5,66	5,85
1,17	36	15	31,0	1,35	5,66	6,85
1,17	36	20	31,0	1,80	5,66	7,85
1,76	44	12	38,0	1,30	6,74	7,00
1,76	44	18	38,0	1,95	6,74	8,20
1,76	44	24	38,0	2,60	6,74	9,40
2,25	50	14	43,0	1,76	7,92	8,24
2,25	50	21	43,0	2,64	7,92	9,64
2,25	50	28	43,0	3,52	7,92	11,00
2,80	56	16	48,0	2,30	9,03	9,28
2,80	56	24	48,0	3,45	9,03	10,90
2,80	56	32	48,0	4,60	9,03	12,50
4,02	67	19	57,5	3,26	10,6	11,00
4,02	67	28	57,5	4,79	10,6	12,80
4,02	67	38	57,5	6,52	10,6	14,80
5,46	78	22	67,0	4,36	12,4	13,00
5,46	78	33	67,0	6,54	12,4	15,20
5,46	78	44	67,0	8,72	12,4	17,40
7,99	94	26	81,0	6,08	14,7	15,40
7,99	94	39	81,0	9,12	14,7	18,00
7,99	94	52	81,0	12,16	14,7	20,60
10,10	106	30	91,0	8,10	16,9	17,60
10,10	106	45	91,0	12,15	16,9	20,60
10,10	106	60	91,0	16,20	16,9	23,60
13,50	123	35	105,5	11,00	19,8	20,40
13,50	123	52	105,5	16,40	19,8	23,80
13,50	123	70	105,5	22,0	19,8	27,40
18,70	144	40	124,0	14,40	26,4	22,40
18,70	144	60	124,0	21,60	26,4	26,20
18,70	144	80	124,0	28,80	26,4	31,50

дечника; l_c — средняя длина магнитного пути, l_b — средняя длина вит.

В маломощных трансформаторах в основном применяется провод с эмалевой изоляцией (ПЭЛ и ПЭВ) как наиболее дешевый и занимающий меньше места. Провода с шелковой (ПШО, ПШД) или с эмалево-шелковой изоляцией (ПЭШО, ПЭШД) применяются в обмотках высокого напряжения.

Между слоями обмотки помещаются прокладки из тонкой бумаги или лакоткани. Для защиты трансформатора от влаги и для повышения его электрической прочности обмотки трансформатора иногда пропитывают церезином или специальными лаками (гл. III).

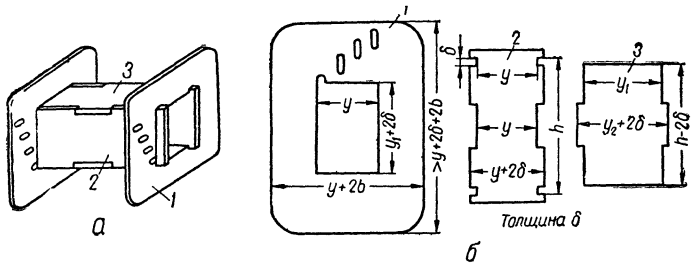


Рис. 73. Каркас трансформатора:

а — в собранном виде; *б* — детали (по 2 шт.).

Порядок расположения обмоток на каркасе принципиальной роли не играет. В большинстве случаев с целью уменьшения материальных затрат обмотки из тонкого провода располагают ближе к сердечнику (тонкий провод дороже). Иногда для уменьшения междуобмоточной изоляции рядом располагают обмотки, между которыми наименьшее напряжение.

Выводы обмоток, намотанных тонкими проводами, делаются из мягкого многожильного провода с хорошей изоляцией. Выводы обмоток из толстых проводов выполняются тем же проводом.

§ 2. МАЛОМОЩНЫЕ СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Для трансформаторов минимальной стоимости в основном применяется листовая сталь марок Э41 и Э11 толщиной 0,5 *мм* и 0,35 *мм*. Для трансформаторов минимального веса с витыми сердечниками может быть применена листовая сталь марки Э310.

Для трансформаторов повышенной частоты (200—400 *гц*) может быть рекомендована листовая сталь марок Э34, Э340, Э44, Э47, Э48 толщиной листа 0,2—0,35 *мм*.

Первичные обмотки силовых трансформаторов часто выполняют так, чтобы обеспечить возможность включения в сеть различного напряжения (110, 127 и 220 *в*). Схемы переключения первичных обмоток на 110, 127 и 220 *в* приведены на рис. 74. Простейшей является схема рис. 74, *а*, однако такая схема требует большего расхода меди и различных проводов, так как участок *3* — *4* наматывается более

тонким проводом. В схеме рис. 74, *б* обе половины обмотки намотаны проводом одного диаметра. При включении на 127 *в* участки *1—3* и *4—6* включаются параллельно, а при включении на 220 *в* последовательно включаются участки *1—2* и *5—6*.

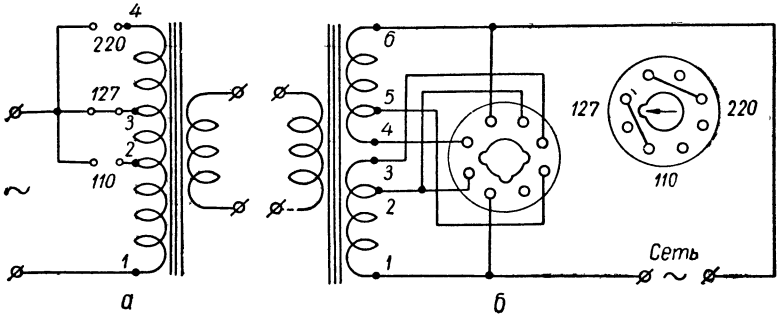


Рис. 74. Схемы переключения первичных обмоток силовых трансформаторов на разные напряжения сети.

Данные некоторых силовых трансформаторов приведены в табл. 66.

Конструктивный расчет маломощного силового трансформатора

Для конструктивного расчета силового трансформатора должно быть задано:

1) напряжение питающей сети U_1,
2) действующие напряжения вторичных обмоток U_2, U_3, . . . , U_n,
3) действующие токи вторичных обмоток I_2, I_3, . . . , I_n.

В результате расчета должны быть найдены:

1) тип и размеры сердечника (если он не задан),
2) количество витков каждой обмотки (w_1, w_2, . . . , w_n),
3) диаметры проводов каждой обмотки (d_1, d_2, . . . , d_n).

Расчет производится в следующем порядке:

1. Определяется сумма мощностей всех вторичных обмоток при полной нагрузке

$$P_{II} = P_1 + P_2 + P_3 + \ldots + P_n.$$

Мощность каждой вторичной обмотки равна произведению действующих значений тока и напряжения. Величины напряжения и тока обмоток, предназначенных для выпрямителей, определяются при расчете выпрямителя (см. § 3 гл. XIV).

Мощность трансформатора

$$P_{тр} = \frac{P_{II}}{\eta_{тр}},$$

где $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора, равный для маломощных трансформаторов в среднем 0,8.

Данные некоторых

Где установлен	Тип пластин и толщина набора или сечение сердечника (в *см*²)	Сетевая обмотка	
		Число витков	Диаметр провода (в *мм*)
«Балтика»	Ш30×38	(338 + 52) × 2	0,38
«Балтика М-254»	Ш30×34	(397 + 62) × 2	0,31
«Баку»	Ш32×48	363 + 56 + 307	0,51+0,33
«Беларусь»	Ш32×80	(310 + 54) × 2	0,51
«Беларусь-3»			
«Беларусь-4»	УШ35×70	(205 + 32) × 2	0,69
«Беларусь-53»	Ш32×55	(310 + 54) × 2	0,69
«Беларусь-57»	УШ26×52	(346 + 53) × 2	0,41
ВЭФ М-557	Ш30×34	372 + 58 + 315	0,5+0,35
ВЭФ М-697	Ш30×38	(338 + 52) × 2	0,38
«Даугава»	Ш34×40	(365 + 56) × 2+ + 335	0,35
«Днепр 5»	12	440 + 68 + 372	0,41
«Звезда-54»	—	(605 + 93) × 2	0,33
«Латвия» (до 1958 г.)	22	204 + 31 + 172	0,9+0,7
«Ленинград»	Ш32×80	(202 + 31) × 2	0,44
«Люкс», «Дружба»	УШ26×45	(325 + 50) × 2	0,47
«Минск»	Ш32×45	(462 + 72) × 2	0,35
«Минск-58»	УШ26×39	(435 + 65) × 2	0,35
«Мир»	Ш40×60	(197 + 31) × 2	0,64
«Мир М-154»	Ш40×50	(263 + 41) × 2	0,51
«Нева-55»	Ш32×52	(368 + 57) × 2	0,51
«Октава», «Мелодия»	Ш32×30	(534 + 82) × 2	0,31
«Пионер-47»	—	441 + 69 + 376	0,4+0,3
«Рекорд-52»	—	621 + 284 + 169	0,35
«Рига Т-755»	Ш34×32	450 + 69 + 380	0,44+0,31
«Рига Т-689»	10	341 + 53 + 288	0,6+0,45
«Рига-6»	Ш34×32	(450 + 69) × 2	0,31
«Рига-10»	Ш40×40	(341 + 53) × 2	0,44
«Салют»	15	(359 + 55) × 2	0,33
«Урал-49»	Ш32×39	(400 + 60) × 2	0,31
«Урал-52»	Ш32×39	(400 + 60) × 2	0,31
«Харьков», «Восток-57», «Муромец»	Ш30×25	(588 + 90) × 2	0,31
«Электросигнал-2»	Ш30×42	(400 + 60) × 2	0,33
«Эстония»	УШ26×39	(366 + 56) × 2	0,41
«Фестиваль»	Ш20×45	(315 + 50) × 2	0,38

[1]) В трансформаторе имеется вторая обмотка накала ламп,
[2]) В трансформаторе имеется вторая обмотка накала ламп,

Таблица 66

силовых трансформаторов

Повышающая обмотка		Обмотка накала кенотрона		Обмотка накала ламп		Мощность (в *вт*)
Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	
900×2	0,23	17	0,8	21	1,0	65
920×2	0,20	20	0,8	26	0,74	65
830×2	0,20	19	1,0	24	1,0	60
955×2	0,35	16	1,25	20	1,4	180
525×2	0,41	10	1,35	13×2	1,35	200
880×2	0,35	16	1,25	20	1,74	160
390	0,41	—	—	10,5×2	1,25	65
1060×2	0,16	18	0,8	22	0,9	65
900×2	0,20	17	0,8	21	1,0	70
870×2	0,20	18	1,0	6+17+6	1,0	75
1200×2	0,15	28	0,51	29	0,8	—
1800×2	0,2	39	0,5	39	1,04	60
540×2	0,29	10	1,0	12	1,5	190
600×2	0,12	10	1,0	13	1,2	120
750	0,27	—	—	10×2[1]	1,0	85
1090×2	0,15	23	1,0	29	1,0	60
425	0,35	—	—	12,5×2[2]	0,41	70
550×2	0,31	12	1,5	9,5	1,5	160
700×2	0,29	13	1,0	16	1,35	120
960×2	0,25	18	1,0	23	1,25	110
1230	0,2	—	—	35	1,0	60
1250×2	0,14	29	1,0	23	1,0	60
—	—	33	0,44	33	0,85	40
1260×2	0,16	28	0,59	28	0,93	55
1150×2	0,25	18+4	1,0	18+9	1,5	105
1100×2	0,16	22	1,0	28	1,0	—
800×2	0,25	16	1,0	10,5×2	1,5	85
630×2	0,15	10	1,0	13	1,0	75
1050×2	0,20	21	0,8	27	0,8	80
1200×2	0,20	19	0,8	24	1,0	80
				38	1,0	—
1368	0,2	—	—	36	0,31	55
865×2	0,18	26	1,0	20	0,9	70
850	0,29	23	1,0	23	1,0	—
700	0,29	—	—	18 + 3	1,0	—

[1] состоящая из 20 витков провода диаметром 1 *мм*.
[2] состоящая из 27 витков провода диаметром 1 *мм*.

Более точно значения $\eta_{тр}$ можно выбрать по табл. 67.

2. Выбираются допустимые величины индукции B в сердечнике и плотности тока Δ в обмотках (табл. 67).

3. Определяется площадь сечения сердечника (в $см^2$)

$$S_c = 700\sqrt{\frac{\alpha P_{тр}}{fB\Delta}},$$

где α — коэффициент, равный 4,5—5,5 для трансформаторов наименьшей стоимости и 2—3 — для трансформаторов наименьшего веса;

$P_{тр}$ — мощность трансформатора (в $ва$);

f — частота питающей сети (в $гц$);

B — допустимая индукция (в $гс$);

Δ — допустимая плотность тока (в $а/мм^2$).

Таблица 67

Ориентировочные значения некоторых величин для расчета трансформаторов

Мощность трансформатора (в $ва$)	Индукция (в $гс$)	К. п. д	Плотность тока (в $а/мм^2$)
До 10	$(6 \div 7) \cdot 10^3$	0,60—0,70	3,5—4,0
От 10 до 30	$(7 \div 8) \cdot 10^3$	0,70—0,80	3,5—4,0
От 30 до 50	$(8 \div 9) \cdot 10^3$	0,80—0,85	3,0—3,5
От 50 до 100	$(9 \div 10) \cdot 10^3$	0,85—0,90	2,5—3,0
Свыше 100	$(10 \div 12) \cdot 10^3$	0,9	2,5—3,0

Примечания: 1. В трансформаторах повышенной частоты (200—400 $гц$) индукция в сердечнике не должна превышать 5000—6000 $гс$.

2. При использовании стали Э310 для трансформаторов с витыми сердечниками индукция может быть принята равной 14 000 $гс$.

Для трансформаторов наименьшей стоимости при частоте $f = 50$ $гц$, допустимой индукции $B = 10\,000$ $гс$ и плотности тока $\Delta = 3$ $а/мм^2$

$$S_c = 1{,}3\sqrt{P}.$$

Поперечное сечение сердечника с учетом коэффициента заполнения сечения сталью

$$S_c' = \frac{S_c}{k_з}.$$

Приводим значения коэффициента заполнения $k_з$ в зависимости от толщины пластин.

Толщина пластин (в $мм$)	0,50	0,35	0,20	0,10
Коэффициент заполнения сечения сердечника сталью	0,92	0,86	0,75	0,65

По табл. 65 следует выбрать тип сердечника, у которого S_c примерно равно расчетному. Если тип пластин задан, то следует определить толщину набора

$$y_1 = \frac{S_c'}{y}.$$

Если отношение y_1/y получается больше 2—2,5, то следует выбрать пластины большего размера.

4. Определяются числа витков обмоток

$$w = \frac{2{,}2 \cdot 10^7 \cdot U}{fBS_c},$$

где U — напряжение на обмотке.

При частоте $f = 50$ *гц* и индукции $B = 10\,000$ *гс*

$$w = 45 \frac{U}{S_c}.$$

Числа витков вторичных обмоток следует увеличить на 5% (в обмотках накала — на 10%), чтобы учесть падение напряжения на сопротивлении обмотки.

5. Определяются диаметры проводов обмоток (в *мм*)

$$d = 1{,}13 \sqrt{\frac{I}{\Delta}},$$

где I — ток (в *а*); Δ — плотность тока (в *а/мм²*).

Ток в первичной обмотке приближенно можно определить по формуле

$$I_1 = 1{,}1 \frac{P_{тр}}{U_1}.$$

6. Проверяется размещение обмоток.

Число витков в слое обмотки

$$w_{сл} = \frac{h - 2(\delta_{карк} + 2)}{\alpha d_{из}},$$

где h — высота окна, $\delta_{карк}$ — толщина материала каркаса, $d_{из}$ — диаметр провода с изоляцией, α — коэффициент неплотности (табл. 61) (все размеры в миллиметрах).

Число слоев

$$n_{сл} = \frac{w}{w_{сл}},$$

где w — число витков обмотки, $w_{сл}$ — число витков в слое этой обмотки.

Толщина обмотки

$$\delta_{об} = n_{сл}(d_{из} + \delta_{из}),$$

где $\delta_{из}$ — толщина изоляции между слоями.

Таким образом подсчитывают толщины всех обмоток.

Должно выполняться условие

$$b \geqslant \delta_{карк} + \Sigma\delta_{об} + \delta_{пр},$$

где $\Sigma\delta_{об}$ — суммарная толщина всех обмоток, $\delta_{пр}$ — суммарная толщина всех прокладок между обмотками и b — ширина окна.

Если это условие не выполняется, то следует увеличить размеры сердечника и произвести расчет трансформатора сначала.

§ 3. ТРАНСФОРМАТОРЫ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

По месту расположения в схеме трансформаторы низкой частоты можно разделить на три группы: входные, междуламповые и выходные.

Входные трансформаторы применяются главным образом в усилителях, предназначенных для усиления очень малых напряжений (усилители для ленточных и динамических микрофонов, усилители магнитной звукозаписи и др.) Благодаря применению входных

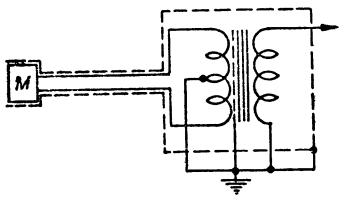


Рис. 75. Схема входного трансформатора.

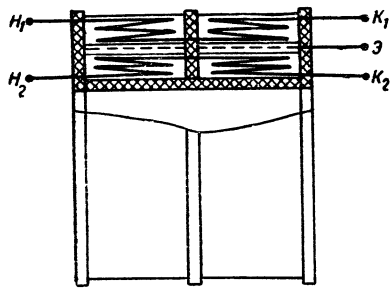


Рис. 76. Конструкция катушки симметричного входного трансформатора.

трансформаторов удается увеличить динамический диапазон усилителя (вследствие перекрытия собственных шумов усилителя напряжением сигнала). Кроме заданной частотной характеристики, к входному трансформатору в зависимости от назначения могут предъявляться и другие требования: симметричность входа, наибольшее повышение напряжения, заданное входное сопротивление, малая чувствительность к внешним полям и т. д.

Для уменьшения влияния «наводок» на провода, соединяющие микрофон с входным трансформатором, первичную обмотку трансформатора делают симметричной относительно земли, а среднюю точку ее соединяют с землей (рис. 75); кроме того, соединительные провода и трансформатор тщательно экранируются.

Чтобы получить симметричность первичной обмотки по отношению к земле, обмотку делят на две одинаковые как по виткам, так и

по геометрическим размерам половинки. Простейшая конструкция катушки симметричного трансформатора представлена на рис. 76. Намотка обеих секций производится в противоположные стороны. Между первичной и вторичной обмотками прокладывают, кроме изоляции, слой медной фольги (незамкнутый) для экранирования первичной обмотки от вторичной, которая может быть и не симметричной. Вывод от экрана соединяют с сердечником трансформатора и с корпусом усилителя. У первичной обмотки соединяют между собой нижние концы; два верхних конца образуют симметричную входную цепь.

Чтобы уменьшить воздействие внешних электромагнитных полей на входной трансформатор, его следует помещать в экран из магнитного материала с высокой начальной проницаемостью, например, из пермаллоя.

Наилучшим материалом для сердечника входного трансформатора является пермаллой. Применение пермаллоя позволяет уменьшить размеры трансформатора и, следовательно, наводки.

Для входных трансформаторов следует применять сердечники стержневого типа, что также уменьшает наводки.

Междуламповые трансформаторы применяют для связи каскадов усиления лишь в тех случаях, когда невозможно или неудобно применить каскады на сопротивлениях, например, если нужно получить достаточно большое напряжение сигнала без существенных искажений, если нужно осуществить переход от предоконечного каскада к оконечному, работающему с сеточными токами, или переход от однотактной схемы к двухтактной. Кроме заданной частотной характеристики, к междуламповым трансформаторам предъявляются требования наибольшего повышения напряжения, иногда симметрии.

Разность потенциалов между обмотками междуламповых трансформатора, а также между первичной обмоткой и сердечником равна примерно напряжению источника анодного питания. Поэтому изоляция между обмотками трансформатора должна иметь достаточную электрическую прочность.

Междуламповые трансформаторы, работающие на двухтактный каскад, следует выполнять симметричными.

Для уменьшения собственной емкости междуламповых трансформаторов его обмотки часто делают секционированными.

Выходной трансформатор связывает анодную цепь выходной лампы усилителя с нагрузкой. Основные требования, предъявляемые к выходному трансформатору: заданная частотная характеристика, создание наивыгоднейшей величины сопротивления нагрузки для оконечного каскада усилителя, малая величина вносимых трансформатором нелинейных искажений и др.

Так как выходные трансформаторы работают в большинстве случаев на низкоомную нагрузку (от единиц до сотен ом), то влияние собственной емкости сказывается на его работе незначительно.

В выходных трансформаторах, как и в междуламповых, изоляция между обмотками должна обладать достаточной электрической прочностью. Однако чрезмерно толстая изоляция между обмотками увеличивает индуктивность рассеивания трансформатора и, следовательно, частотные искажения на высоких частотах.

Данные некоторых выходных трансформаторов приведены в табл. 68.

Таблица 68

Данные некоторых выходных трансформаторов

Где установлен	Рассчитан под лампу	Сопротивление звуковой катушки динамика (в *ом*)	Тип пластин и толщина набора или сечение сердечника (в *см*²)	Первичная обмотка		Вторичная обмотка		Обмотка дополнительного громкоговорителя	
				Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)
АРЗ-51, АРЗ-52 .	6П6С	3,25	2,56	2500	0,1	61	0,51	—	—
«Балтика» . . .	6П6С	2,4	—	2150	0,15	58	0,8	—	—
«Балтика-52» . .	6П3С	1,6	—	2150	0,15	45	0,8	—	—
«Балтика М-254» .	6П6С	1,6	Ш20×20	2650	0,12	44,5	0,8	650	0,12
«Беларусь» . . .	2×6П3С	11	—	1525×2	0,14	105	0,72	—	—
«Беларусь-3», «Беларусь-4» . . .	6П6С	3,4	Ш20×30	2400	0,12	64	0,64	576	0,09
«Беларусь-53» . .	2×6П3С	—	Ш26×32	1725×2	0,12	120	0,72	505	0,12
«Беларусь-57» . .	2×6П1П	1,5	Ш20×30	1120×2	0,12	32 и 30	1,25 и 0,15	350	0,15
«Воронеж» . . .	2П1П	5,5	Ш16×16	2835	0,1	80	0,51	600	0,1
ВЭФ М-557 . . .	6Ф6С	2	—	3200	0,13	66	0,7	—	—
ВЭФ М-697 . . .	6П6С	2,4	—	2150	0,15	58	0,8	—	—

«Даугава»	6П3С	2,7	Ш20×30	1500+500	0,16	65	0,7	700	0,1
«Днепропетровск»	—	—	Ш16×25	2530	0,12	50	0,69	850	0,1
«Днепр-5»	6П6С	—	Ш20×28	3000	0,15	72	0,6	—	—
«Звезда-54» . . .	6П1П	1,7	—	2600	0,23	61	1,0	1040	0,1
«Знамя-58» . . .	6П9	3,4 и 5,5	Ш20×28	3500	0,12	57+9	0,59	—	—
«Искра»	2П1П	3,25	2,5	3500	0,10	80	0,51	—	—
«Латвия»	2×6П3С	8	—	1100×2	0,17	58+57	—	—	—
«Ленинград» . .	2×6Ф6С	—	—	1850×2	0,12	85+7	0,8	—	—
«Люкс», «Дружба» низкочастотный		7	УШ19×26	1140×2	0,15	70	0,38×2	—	—
высокочастотный	2×6П14П	—	УШ16×22	2000	0,12	35	0,51	—	—
«Минск»	6П6С	—	—	3000	0,12	70	1,8	—	—
«Минск-58» . . .	6П14П	—	Ш20×30	2400+145	0,12	69	0,85	630	0,12
«Мир»	2×6П3С	2,8	—	1000×2	0,18	490+42	1,25	—	—
«Мир-152»	2×6П3С	3,4	Ш25×35	1250×2	0,15	20+20	1,25	420	0,1
«Мир М-154» . . .	2×6П6С	3,4	Ш25×35	1250×2	0,15	40	1,25	420	0,1
«Москвич-В» . .	6П6С	3,25	Ш16×16	2850+150	0,10	60	0,64	—	—

Продолжение табл. 68

Где установлен	Рассчитан под лампу	Сопротивление звуковой катушки динамика (в *ом*)	Тип пластин и толщина набора или сечение сердечника (в *см*²)	Первичная обмотка		Вторичная обмотка		Обмотка дополнительного громкоговорителя	
				Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)
«Нева-51», «Нева-52» . . .	6П3С	3,4	Ш16×40	1300×2	0,23	80	1,0	—	—
«Октава» низкочастотный. .		7	УШ16×24	2600	0,12	90+3	0,64	—	—
высокочастотный	6П14П	12	УШ10×12	2000	0,12	28	0,51	—	—
«Пионер»	6Ф6С	3	—	3500	0,14	78	0,8	—	—
«Рекорд-47» . . .	30П1С	3,25	2,56	2000+200	0,12	87	0,59	—	—
«Рекорд-52» . . .	6П6С	3,25	2,56	2600+200	0,12	66	0,51	—	—
«Рекорд» (телевизор)	6П9	—	УШ16×24	4500	0,1	127	0,59	—	—
«Рига Б-912» . . .	2П1П	2,8	3,5	2360	0,12	28	0,6	—	—
«Рига-6»	6П6С	2,65	Ш20×19	2800	0,15	70	0,64	—	—
«Рига-10»	2×6П6С	12	6	1200×2	0,15	96×2	0,44	—	—

«Рига-Т-689» . . .	6П3С	12	—	2500	0,18	95+105	0,4	—	—
«Родина-47» («Электросигнал-3»)	2×2Ж2М	3	3,2	3000×2	0,10	33	0,8	—	—
«Родина-47» (вып. 1950 г.) .	2×2Ж2М	3	3,2	3000×2	0,10	50	0,64	—	—
«Родина-52» . .	2×2П1П	3	Ш12×18	1750×2	0,10	50	0,64	1200	0,1
«Салют»	6Ф6С	3	5	4000	0,13	86	0,6	—	—
«Таллин Б-2» . .	2П1П	—	3,5	4800	0,15	83	0,8	—	—
«Тула»	2П1П	4	—	2500	0,09	60	0,55	—	—
«Урал-47»	6Ф6С	3	4	2700	0,14	63	0,69	—	—
«Урал-49»	6П6С	3,8	4	2043+570	0,15	73	0,8	—	—
«Урал-52»	6П3С	3,4	—	2045+665	0,15	73	0,8	—	—
«Электросигнал-2»	6П3С	3	—	1360+840	0,13	56	0,9	—	—
«Харьков», «Восток-57»	6П14П	—	УШ16×24	2600	0,12	64	0,51	—	—
«VV-663»	6П6С	2,5	3,9	1625×2	0,20	80 и 160	0,8 и 0,2	—	—

§ 4. РАСЧЕТ ВЫХОДНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Задано:

1) сопротивление нагрузки $R_н$;

2) наивыгоднейшее сопротивление нагрузки лампы оконечного каскада $R_а$;

3) внутреннее сопротивление лампы оконечного каскада с учетом обратной связи $R_{iβ}$ или просто R_i, если обратная связь отсутствует;

4) низшая рабочая частота $f_н$;

5) мощность трансформатора $P_{тр}$.

Требуется определить:

1) размеры сердечника;

2) числа витков обмоток и диаметры проводов.

Величины $R_а$, R_i и P берутся из расчета оконечного каскада (гл. X) или из табл. 115 и 116.

Расчет выходных трансформаторов для однотактных схем

1. Коэффициент трансформации

$$n = 1{,}1\sqrt{\frac{R_н}{R_а}},$$

где $R_н$ — сопротивление звуковой катушки громкоговорителя постоянному току (в *ом*), $R_а$ — наивыгоднейшее сопротивление нагрузки оконечной лампы (в *ом*).

2. Активное сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 \approx 0{,}1R_а.$$

3. Сопротивление эквивалентного генератора (в *ом*)

$$R_{э.г} = \frac{(R_{iβ} + r_1)(R_а - r_1)}{R_{iβ} + R_а},$$

где $R_{iβ}$ — внутреннее сопротивление оконечной лампы с учетом обратной связи (см. § 12 гл. X).

4. Индуктивность первичной обмотки (в *гн*)

$$L_1 = 0{,}25\frac{R_{э.г}}{f_н},$$

где $f_н$ — низшая рабочая частота (в *гц*).

5. Ориентировочно размеры сердечника можно найти по графику (рис. 77), на котором приведены зависимости произведения площади сечения сердечника $S_с$ на площадь окна $S_{ок}$ от мощности трансформатора P для различных режимов работы оконечного каскада. По найденному значению $S_с S_{ок}$, пользуясь табл. 65, можно подобрать сердечник.

6. Расчет числа витков первичной обмотки и величины немагнитного зазора производится по методике, приведенной в § 10 гл. V.

7. Определяется амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора

$$U_{m_1} = \sqrt{2PR_a}.$$

8. Проверяется величина максимальной индукции B_m в сердечнике (в *гс*)

$$B_m = \frac{2{,}25 \cdot 10^7 U_{m_1}}{f_н S_c w_1},$$

где U_{m_1} — амплитуда напряжения на первичной обмотке (в *в*). Если $B_m > 7000$ *гс*, то число витков первичной обмотки следует определять по формуле

$$w_1 = \frac{3{,}2 \cdot 10^3 U_{m_1}}{f_н S_c}.$$

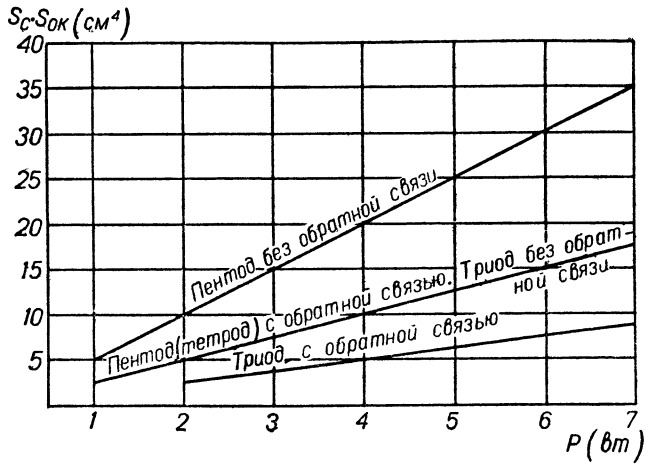


Рис. 77. График к расчету выходного трансформатора.

9. Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_1 n.$$

10. Диаметры проводов обмоток (в *мм*)

$$d_1 = 0{,}025\sqrt{I_{a_0}};\quad d_2 = 0{,}8\sqrt{I_2},$$

где I_{a_0} — анодный ток оконечной лампы (в *ма*), I_2 — ток во вторичной обмотке (в *а*).

11. Проверяется размещение обмоток (см. § 2 гл. VI).

Пример. Рассчитать выходной трансформатор для лампы 6П14П, работающей в типовом режиме: $U_a = U_э = 250$ *в*, $I_{a_0} = 48$ *ма*, $P = 5{,}4$ *вт*, $R_a = 4{,}8$ *ком*, $R_н = 3{,}5$ *ом*.

Диапазон частот 50 — 8000 *гц*, внутреннее сопротивление лампы с учетом обратной связи $R_{i\beta} = 1{,}6$ *ком*.

1. $n = 1{,}1\sqrt{\frac{3{,}5}{4800}} \approx 0{,}03$. 2. $r_1 = 0{,}1 \cdot 4800 = 480$ *ом*.

3. $R_{э.г} = \frac{(1600 + 480)(4800 - 480)}{1600 + 4800} = 1400$ *ом*.

4. $L_1 = 0{,}25\frac{1400}{50} = 7$ *гн*. 5. $S_c S_{ок} = 13$ *см*^{4} (рис. 77);

выбираем пластины УШ-16 (табл. 65); $S_{ок} = 2{,}8$ *см*^{2};

$$l_c = 9 \text{ см}; \quad S_c = \frac{13}{2{,}8} = 4{,}65 \text{ см}^2.$$

6. $L_1 I_0^2 = 7 \cdot 48^2 = 1{,}52 \cdot 10^4$ *гн* · *ма*^{2}; $\mu_д = 210$ (рис. 66).

7. Ориентировочно $w_1 = 8920\sqrt{\frac{7 \cdot 9}{210 \cdot 4{,}65}} = 2260$ витков.

8. $aw_0 = \frac{48 \cdot 2260 \cdot 10^{-3}}{9} = 12$ *ав/см*; $\mu_д = 200$.

9. $w_1 = 8920\sqrt{\frac{7 \cdot 9}{200 \cdot 4{,}65}} = 2330$ витков.

10. $U_{m_1} = \sqrt{2 \cdot 5{,}4 \cdot 4800} = 217$ *в*.

$$B_m = \frac{2{,}25 \cdot 217 \cdot 10^7}{50 \cdot 4{,}65 \cdot 2330} = 9100 \text{ гс} > 7000 \text{ гс},$$

поэтому $w_1 = \frac{3{,}2 \cdot 10^3 \cdot 217}{50 \cdot 4{,}65} = 3000$ витков.

11. $w_2 = 3000 \cdot 0{,}03 = 90$ витков.

12. $d_1 = 0{,}025\sqrt{48} = 0{,}17$ *мм*;

$$I_2 = \sqrt{\frac{P}{R_н}} = \sqrt{\frac{5{,}4}{3{,}5}} = 1{,}25a; \quad d_2 = 0{,}7\sqrt{1{,}25} = 0{,}78 \text{ мм}.$$

13. $z = 0{,}2\%$ (рис.68); $\delta_э = \frac{0{,}2 \cdot 9}{100} \approx 0{,}018$ *см* $= 0{,}18$ *мм*.

Расчет выходных трансформаторов для двухтактных схем

1. Определяется коэффициент трансформации и индуктивность первичной обмотки так же, как и для однотактного трансформатора.

2. Выбирается тип пластин (табл. 65), определяется средняя длина магнитного пути l_c (в *см*), площадь окна $S_{ок}$ (в *см*^{2}) и рассчитывается сечение сердечника (в *см*^{2})

$$S_c = \frac{2Pl_c}{S_{ок}^2},$$

где P — мощность трансформатора (в *вт*).

По табл. 65 подбирается подходящий тип сердечника.

3. Число витков первичной обмотки

$$w_1 = 8920 \sqrt{\frac{L_1 l_c}{\mu_н S_c}},$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки (в *гн*), $\mu_н$ — начальная магнитная проницаемость материала сердечника (§ 9 гл. III).

4. Амплитуда напряжения на первичной обмотке

$$U_{m_1} = \sqrt{2PR_a},$$

где R_a — сопротивление нагрузки между анодами ламп оконечного каскада (см. § 4 гл. X).

5. Число витков первичной обмотки, исходя из допустимой индукции в сердечнике ($B_{m_{доп}} \leqslant 7000$ *гс*),

$$w_1 = 3000 \frac{U_{m_1}}{f_н S_c}.$$

Из двух полученных значений w_1 выбирается большее.

6. Число витков вторичной обмотки

$$w_2 = w_1 n.$$

Расчет диаметров проводов производится так же, как и для однотактного трансформатора. Проверка размещения обмоток производится обычным способом (см. § 2 гл. VI).

Сердечники трансформаторов для двухтактных схем собираются без зазора, так как эти трансформаторы работают без подмагничивания постоянным током.

Расчет выходного трансформатора для двух нагрузок

Схемы выходных трансформаторов для двух нагрузок приведены на рис. 78. В схеме 78, *а* нагрузки подключаются к отдельным обмоткам, в схеме 78, *б* — к обмотке с отводом.

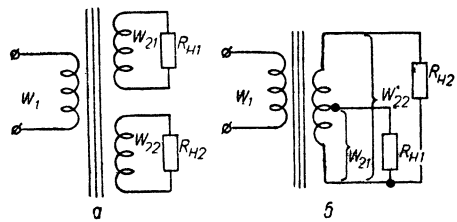


Рис. 78. Схемы выходных трансформаторов для двух нагрузок.

Коэффициенты трансформации определяются по формулам:

$$n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = 1{,}1 \sqrt{\frac{R_{н_1} a}{R_a (1 + a)}}; \quad n_2 = \frac{w_{22}}{w_1} = 1{,}1 \sqrt{\frac{R_{н_2}}{R_a (1 + a)}},$$

где w_1 — число витков первичной обмотки, w_{21} — число витков первой вторичной обмотки и w_{22} — число витков второй вторичной обмотки; R_a — сопротивление анодной нагрузки выходного каскада; $R_{н_1}$ и $R_{н_2}$ —

сопротивления первой и второй нагрузок, a — отношение $\frac{P_1}{P_2}$ (мощности в первой и во второй нагрузках).

Если $\frac{R_{н_1}}{R_{н_2}} \approx a$, то нагрузки можно подключить к одной вторичной обмотке последовательно. При этом коэффициент трансформации

$$n = 1{,}1\sqrt{\frac{R_{н_1} + R_{н_2}}{R_a}}.$$

Если $\frac{R_{н_1}}{R_{н_2}} \approx \frac{1}{a}$, то нагрузки можно подключить к одной вторичной обмотке параллельно. В этом случае

$$n = 1{,}1\sqrt{\frac{R_{н_1}R_{н_2}}{R_a(R_{н_1} + R_{н_2})}}.$$

§ 5. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Автотрансформатором называется преобразователь напряжений, имеющий одну обмотку с одним или несколькими промежуточными выводами (рис. 79).

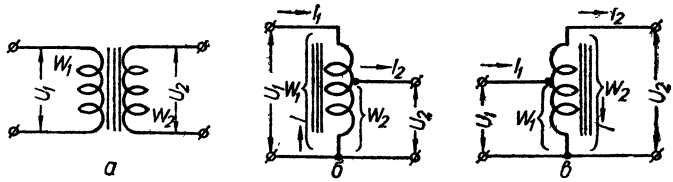


Рис. 79. Схемы трансформатора (*а*) и автотрансформаторов: *б* — понижающего; *в* — повышающего.

Применяя автотрансформатор вместо трансформатора, можно уменьшить расход провода, так как в общей части обмотки протекает разностный ток $I = I_2 - I_1$ (понижающий автотрансформатор) или $I = I_1 - I_2$ (повышающий автотрансформатор). Автотрансформатор имеет заметное преимущество в отношении расхода провода только при небольших коэффициентах трансформации.

Отношение объема меди автотрансформатора к объему меди трансформатора той же мощности и с тем же коэффициентом трансформации

$$\frac{V_{м.\,ат}}{V_{м.\,тр}} = \frac{n-1}{n},$$

где n — коэффициент трансформации (отношение большего напряжения к меньшему).

При коэффициенте трансформации $n = 2$ экономия провода составляет 50%, при $n = 20$ — всего лишь 5%. Обычно уменьшают размеры

сердечника автотрансформатора по сравнению с сердечником трансформатора; при этом экономия меди уменьшается.

Так как вход и выход автотрансформатора непосредственно связаны, то схему, в которую он включен, заземлять нельзя.

Автотрансформатор может иметь дополнительную обмотку, не соединенную с основной. Если мощность, потребляемая от дополнительной обмотки, значительна, то преимущества автотрансформатора перед трансформатором уменьшаются.

Мощность, получаемая во вторичной обмотке, т. е. мощность автотрансформатора $P_{ат}$, состоит из двух слагаемых:

1) трансформируемой мощности, т. е. мощности, передаваемой во вторичную цепь трансформаторным путем за счет магнитной связи между цепями

$$P_{тр} = U_2 I,$$

где $I = I_1 - I_2$ для повышающего и $I = I_2 - I_1$ для понижающего автотрансформатора;

2) проходящей мощности, передаваемой во вторичную цепь электрическим путем за счет существующей между обмотками электрической связи

$$P_{пр} = U_2 I_1.$$

Расчет автотрансформатора производится подобно расчету силового трансформатора (см. § 2). Отличие состоит в следующем. Сердечник автотрансформатора рассчитывается на величину трансформируемой мощности

$$P_{тр} = 1{,}1 P_{ат} \frac{n-1}{n},$$

где $P_{ат}$ — мощность автотрансформатора; n — коэффициент трансформации (берется максимальный в случае многоступенчатого автотрансформатора).

Пример. Рассчитать повышающий автотрансформатор для питания аппаратуры, потребляющей мощность 150 *вт*. Напряжение питающей электросети может меняться в пределах от 127 до 75 *в*.

1. $n_{макс} = \frac{127}{75} = 1{,}7$; $P_{тр} = 1{,}1 \cdot 150 \cdot \frac{1{,}7-1}{1{,}7} = 68$ *вт*.

2. $B = 10\,000$ *гс*; $\Delta = 3 a/мм^2$ (табл. 67).

3. $S_c = 1{,}3\sqrt{P} = 1{,}3\sqrt{68} = 10{,}7$ *см*^{2}; $S_c' = \frac{10{,}7}{0{,}92} = 11{,}6$ *см*^{2}.

Выбираем сердечник УШ-35 × 35 (табл. 65).

$$S_c = 11 \text{ см}^2; \quad b = 22 \text{ мм}; \quad h = 61{,}5 \text{ мм}.$$

4. $w_1 = 45\frac{127}{11} = 520$ витков; $w_2 = 1{,}7 \cdot 520 = 885$ витков.

5. $I_2 = \frac{P_{ат}}{U_2} = \frac{150}{127} = 1{,}18\ a$; $d_2 = 1{,}13\sqrt{\frac{1{,}18}{3}} = 0{,}63$ *мм*.

Выбираем провод марки ПЭЛ 0,64 (табл. 13).

$$I_1 = 1{,}1\frac{P_{ат}}{U_1} = 1{,}1\frac{150}{75} = 2{,}2\ а;\ I = I_1 - I \cong 1\ а.$$

Диаметр провода общей части обмотки

$d_{общ} = 1{,}13\sqrt{\frac{I}{3}} = 0{,}58$ *мм*. По табл. 13 выбираем ближайший стандартный диаметр провода ПЭЛ 0,59.

После этого следует произвести проверку размещения обмоток (см. § 2 этой главы).

ГЛАВА VIII

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Электрическим фильтром называется устройство, которое пропускает токи в определенной полосе частот с небольшим затуханием (полоса пропускания), а токи с частотами, лежащими вне этой полосы, пропускает с большим затуханием или, как условно принято говорить, не пропускает (полоса непропускания).

Частота, лежащая на границе полос пропускания и непропускания, называется частотой среза (обозначается f_c).

В зависимости от полосы пропускания электрические фильтры разделяются на следующие типы:

1. Фильтры нижних частот, пропускающие токи с частотами от нуля до определенной частоты.
2. Фильтры верхних частот, пропускающие токи, начиная с определенной частоты f_c до бесконечности.
3. Полосовые фильтры, пропускающие токи в полосе частот от f_1 до f_2.
4. Заграждающие фильтры, не пропускающие токи в полосе частот от f_1 до f_2.

Электрические фильтры находят широкое применение для:

1) выделения необходимой полосы частот в различных радиоприемных устройствах, усилителях, специальной радиоизмерительной аппаратуре,
2) подавления гармоник на выходе радиопередающих устройств,
3) подавления индустриальных и других помех радиоприему,
4) подавления шумов иглы в проигрывателях,
5) уменьшения переменной составляющей выпрямленного тока,
6) корректирования частотных характеристик усилителей и т. д.

Избирательность электрических фильтров определяется характеристикой затухания, представляющей зависимость затухания от частоты. Затухание электрических фильтров в децибелах (*дб*) определяется по формуле

$$b = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_{вых}},$$

где $U_{вх}$ — напряжение на входе фильтра, а $U_{вых}$ — напряжение на его выходе.

Кроме затухания, в радиолюбительской практике для оценки избирательности фильтров пользуются также характеристикой пропускания, являющейся зависимостью коэффициента передачи $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ от частоты.

Следовательно,

$$b = 20 \lg \frac{1}{K}.$$

Избирательность является одной из важнейших электрических характеристик фильтров. Она тем лучше, чем больше крутизна скатов характеристики затухания, больше затухание в полосе непропускания, меньше и равномернее затухание в полосе пропускания фильтра.

Знание частотной зависимости волнового сопротивления фильтра имеет также большое практическое значение. При несогласованности (неравенстве) волнового и нагрузочного сопротивлений фильтра возникают отражения, в результате чего, как правило, ухудшается характеристика затухания. Кроме того, при проектировании многих радиотехнических устройств необходимо знать частотную зависимость входного сопротивления фильтра, которая определяется волновым и нагрузочным сопротивлениями. Обычно стремятся к тому, чтобы характеристическое сопротивление в полосе пропускания обладало наибольшим постоянством. В этом случае при нагрузке фильтра на активное сопротивление входное сопротивление также будет наиболее постоянным.

На электрические характеристики фильтра влияют потери в его элементах, однако расчет фильтра с учетом потерь представляет сложную задачу. Мы поэтому ограничимся рассмотрением простейших схем основных типов фильтров и приведем метод их упрощенного расчета без учета потерь.

§ 1. ФИЛЬТРЫ ТИПА *K*

Преимуществом фильтров типа *K* является непрерывное возрастание затухания по мере удаления в полосу непропускания и простота схемы.

Наиболее простыми по схеме являются Г-образные полузвенья. Однако для получения большего затухания и симметрии схемы часто применяются Т- или П-образные звенья.

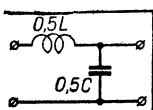
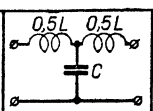
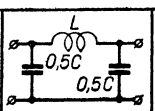
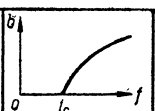
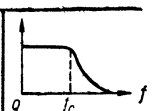
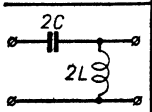
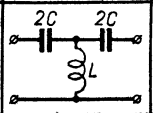
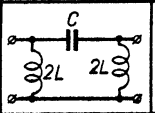
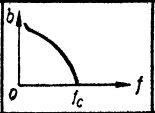
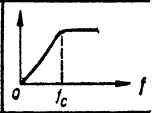
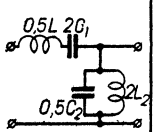
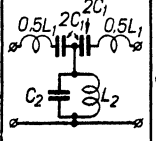
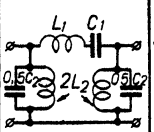
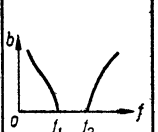
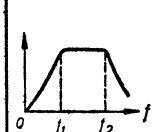
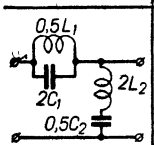
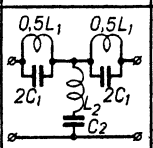
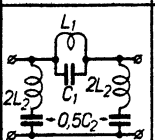
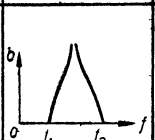
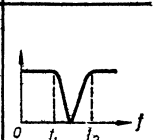
Схемы, характеристики затухания, пропускания и некоторые расчетные формулы для фильтров типа *K* приведены в табл. 69.

Затухание Т- и П-образных звеньев фильтров любого типа можно определить по графику, приведенному на рис. 80, через частотный параметр x, значение которого определяется по формулам табл. 69.

При расчете фильтров типа *K* необходимо учитывать, что затухание Г-образного полузвена в два раза меньше, чем звена, величина R (номинальное волновое сопротивление) берется равная сопротивлению нагрузки. Волновое сопротивление Т-образных звеньев в полосе непропускания по мере удаления от частот среза увеличивается, а П-образных звеньев уменьшается. Следовательно, Т-образные звенья не шунтируют токи с частотами, лежащими вне полосы пропускания, а П-образные, наоборот, шунтируют.

Таблица 69

Схемы и расчетные формулы для простейших фильтров

Тип фильтра	Схемы фильтров: Г-образное полузвено	Схемы фильтров: Т-образное звено	Схемы фильтров: П-образное звено	Характеристики: затухания	Характеристики: пропускания	Расчетные формулы для определения L и C	x
Нижних частот						$L=\frac{0{,}32R}{f_c}$; $C=\frac{320}{Rf_c}$	$\frac{f}{f_c}$
Верхних частот						$L=\frac{0{,}08R}{f_c}$; $C=\frac{80}{Rf_c}$	$\frac{f_c}{f}$
Полосовой						$L_1=\frac{0{,}32R}{\Delta f}$; $L_2=\frac{0{,}08\Delta f}{f_1f_2}$; $C_1=\frac{80\Delta f}{Rf_1f_2}$; $C_2=\frac{320}{R\Delta f}$	η
Заграждающий						$L_1=\frac{0{,}32R\Delta f}{f_1f_2}$; $L_2=\frac{0{,}08R}{\Delta f}$; $C_1=\frac{80}{\Delta fR}$; $C_2=\frac{320\Delta f}{Rf_1f_2}$	$\frac{1}{\eta}$

$\Delta f = f_2 - f_1$; $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$; $\eta = \frac{f^2 - f_0^2}{\Delta f - f}$; L — (в *мгн*); C — (в *мкф*); f — (в *кгц*); R — (в *ом*).

При проектировании полосовых фильтров, у которых отношение частот среза больше двух, т. е. $\frac{f_2}{f_1} > 2$, рекомендуется применять последовательное соединение звеньев фильтров верхних частот (с частотой среза f_1) и нижних частот (с частотой среза f_2).

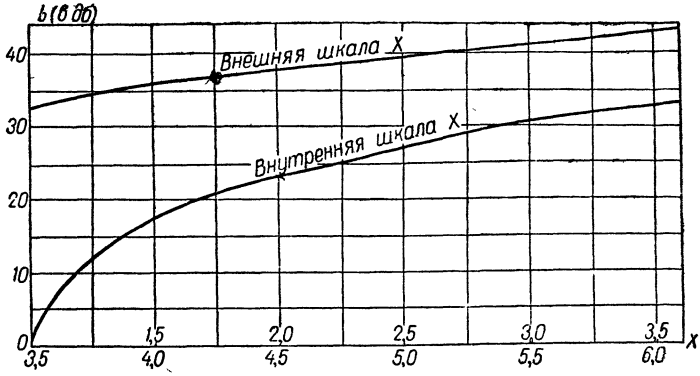


Рис. 80. Кривая для расчета затухания в полосе непропускания звеньев фильтров типа K.

Существенным недостатком фильтров типа K является небольшая крутизна скатов характеристики затухания, вследствие чего они обладают малой избирательностью. Для устранения указанного недостатка рекомендуется последовательно соединять несколько звеньев или полузвеньев.

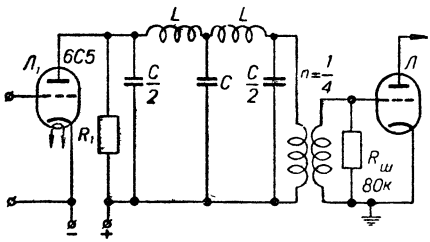


Рис. 81. Схема двухзвенного фильтра нижних частот.

Пример. Рассчитать элементы фильтра нижних частот, включенного между двумя ламповыми каскадами (рис. 81), при условии, что фильтр должен пропускать токи с частотами до 10 *кгц*, а затухание его на частоте 15 *кгц* должно быть не меньше 30 *дб*.

1. Так как затухание одного звена фильтра нижних частот типа K при $x = \frac{f}{f_c} = \frac{15}{10} = 1{,}5$ согласно кривым, приведенным на рис. 80, равно приблизительно 17 *дб*, то для удовлетворения предъявленного требования по величине затухания на частоте 15 *кгц* выбираем два П-образных звена (два Т-образных звена имели бы три катушки и два конденсатора, что обошлось бы дороже и размеры фильтра были бы больше).

2. Рассчитываем нагрузочное сопротивление фильтра со стороны лампы $Л_2$

$$R_н = R_ш n^2 = 80\,000 \frac{1}{16} = 5000 \text{ ом}.$$

3. Выбираем номинальное волновое сопротивление равным нагрузочному ($R = R_н = 5\,000$ *ом*) и рассчитываем элементы фильтра:

$$L = \frac{0{,}32R}{f_c} = \frac{0{,}32 \cdot 5000}{10} = 160 \text{ мгн},$$

$$C = \frac{320}{Rf_c} = \frac{320}{5000 \cdot 10} = 0{,}0064 \text{ мкф} = 6400 \text{ пф}.$$

4. Рассчитываем сопротивление R_1, при котором результирующее сопротивление фильтра со стороны входа будет равно 5000 *ом*. Так как R_1 и R_i соединены параллельно, а для лампы типа 6С5 $R_i = 9000$ *ом*, то

$$\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_1} = \frac{1}{5000} \text{ или } \frac{1}{R_1} = \frac{1}{5000} - \frac{1}{9000},$$

откуда

$$R_1 = 11\,000 \text{ ом}.$$

§ 2. ФИЛЬТРЫ ТИПА *m*

Недостатки, присущие фильтрам типа K, можно устранить, применяя фильтры более сложные по схеме. Так как элементы и электрические характеристики таких фильтров определяются расчетным параметром m, то они получили название фильтров типа m.

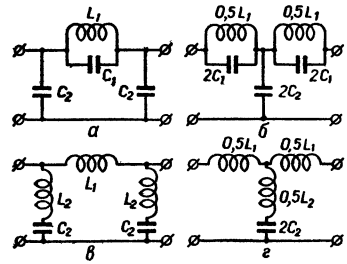
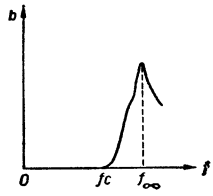
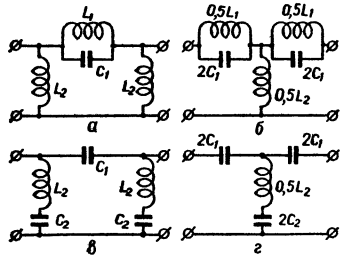
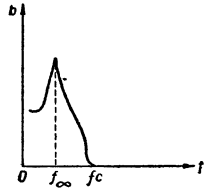
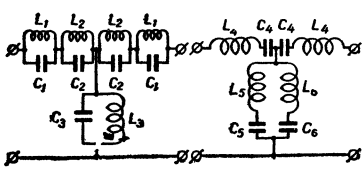
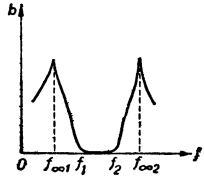
Характеристика затухания фильтров типа m может иметь значительно большую крутизну скатов, чем у фильтров типа K. Затухание этих фильтров на определенных частотах достигает бесконечно большой величины (практически максимальной величины), после чего уменьшается. Эти частоты называются частотами бесконечного затухания и обозначаются f_∞.

Частотная зависимость волнового сопротивления фильтров типа m может быть более постоянной, чем у фильтров типа K. Следовательно, фильтры типа m могут обеспечить лучшее согласование с нагрузкой, чем фильтры типа K.

Характеристики затухания фильтров нижних и верхних частот типа m для различных значений m приведены на рис. 82. Из рисунка видно, что чем меньше величина m, тем больше крутизна скатов характеристики затухания, но при этом больше уменьшение затухания после частоты бесконечного затухания.

Величины параметра m и элементов фильтров определяются по формулам, приведенным в табл. 70. Примерная величина затухания фильтров нижних и верхних частот без учета потерь определяется по кривым, приведенным на рис. 82. Для получения большего постоянства волнового сопротивления в полосе пропускания рекомендуется выбирать $m = 0{,}6$.

Фильтры

Тип фильтра	Схемы фильтров	Характеристика затухания
Нижних частот		
Верхних частот		
Полосовой симметричный		

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2};\quad \Delta f = f_2 - f_1;\quad \eta_{\infty} = \frac{f_{\infty_2} - f_{\infty_1}}{\Delta f};\quad n = \frac{f_0}{\Delta f};\quad a = \frac{m}{(1-m^2)\left(1+x^2_{\infty_3}\right)n};$$

Таблица 70

типа *m*

m	Расчетные формулы *L* (в *мгн*); *C* (в *мкф*); *f* (в *кгц*); *R* (в *ом*)
$\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f_\infty}\right)^2}$	$L_1=\frac{0{,}32mR}{f_c}$; $L_2=\frac{0{,}16(1-m^2)R}{mf_c}$; $C_1=\frac{80(1-m^2)}{mf_cR}$; $C_2=\frac{160m}{f_cR}$
$\sqrt{1-\left(\frac{f_\infty}{f_c}\right)^2}$	$L_1=\frac{0{,}32mR}{(1-m^2)f_c}$; $L_2=\frac{0{,}16R}{f_cm}$; $C_1=\frac{80}{mf_cR}$; $C_2=\frac{160m}{(1-m^2)f_cR}$
$\frac{\sqrt{\eta_\infty^2-1}}{\eta_\infty}$	$L_1=\frac{0{,}16Ra}{f_0}$; $L_2=\frac{0{,}16Re}{f_0}$; $L_3=\frac{0{,}08R}{f_0d}$; $C_1=\frac{160}{Rf_0e}$; $C_2=\frac{160}{Rf_0a}$; $C_3=\frac{320d}{Rf_0}$; $L_4=\frac{0{,}16Rd}{f_0}$; $L_5=\frac{0{,}08R}{f_0e}$; $L_6=\frac{0{,}08R}{f_0a}$; $C_4=\frac{160}{Rf_0d}$; $C_5=\frac{320a}{Rf_0}$; $C_6=\frac{320e}{f_0R}$

$e=\frac{m}{(1-m^2)(1+x_{\infty_2}^2)n}$; $d=mn$; $x_{\infty_1}=\frac{f_{\infty_1}}{f_0}$; $x_{\infty_2}=\frac{f_{\infty_2}}{f_0}$.

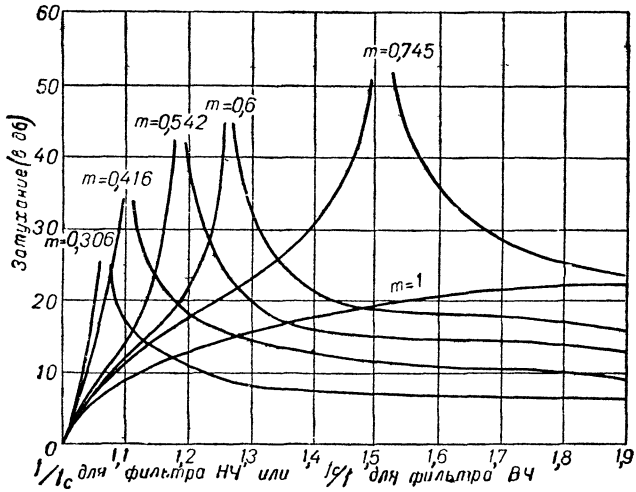


Рис. 82. Характеристики затухания фильтров типа m нижних и верхних частот.

Для увеличения затухания после частоты бесконечного затухания фильтров типа m на практике применяются сложные схемы фильтров, состоящие из последовательно соединенных звеньев (полузвеньев) типов m и K. Затухание этих фильтров (рис. 83) равно сумме затуханий последовательно соединенных звеньев. При этом количество и тип звеньев определяются конкретными требованиями, предъявляемыми к электрическим характеристикам фильтров.

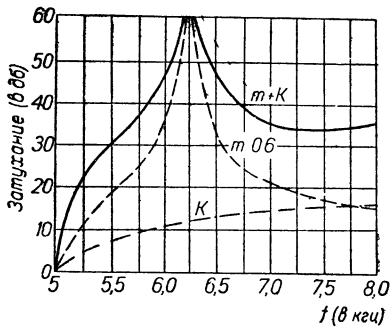


Рис. 83. Характеристика затухания фильтра нижних частот, состоящего из одного звена типа K и одного типа m.

Чтобы получить хорошее согласование сложных фильтров с сопротивлениями нагрузок, необходимо в зависимости от конкретных требований включать на концах полузвенья (звенья) фильтров типа m. Эти полузвенья получили название согласовывающих.

Для примера на рис. 84 приведены две возможные схемы фильтров нижних частот с согласовывающими полузвеньями. После выбора схемы и расчета элементов звеньев производится объединение последовательно или параллельно включенных элементов, в результате получаются упрощенные схемы, приведенные на рис. 85. Эти схемы эквивалентны соответствующим схемам рис. 84.

Пример. Рассчитать фильтр нижних частот типа m с частотой среза 5 *кгц*. Фильтр должен обладать максимальным затуханием на частоте $f_\infty = 6{,}25$ *кгц* и предназначен для включения между сопротивлениями нагрузки $R_н = 1000$ *ом*. Следовательно,

$$R = R_н = 1000 \text{ ом}.$$

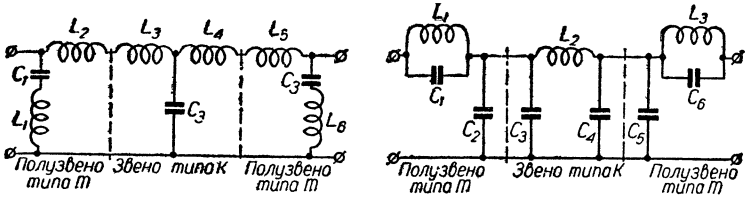


Рис. 84. Два из возможных вариантов сложных схем фильтров нижних частот.

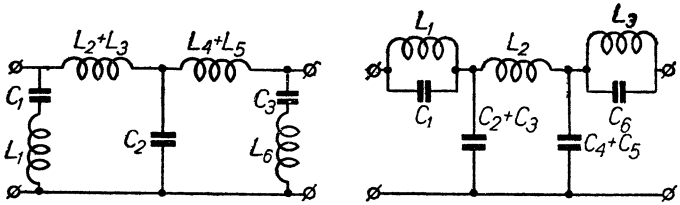


Рис. 85. Упрощенные схемы фильтров нижних частот, приведенных на рис. 84.

По формулам табл. 70

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_\infty}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{5}{6{,}25}\right)^2} = 0{,}6.$$

Выбираем по табл. 70 схему *а*, тогда по формулам той же таблицы находим:

$$L_1 = \frac{0.32mR}{f_c} = \frac{0{,}32 \cdot 0{,}6 \cdot 1000}{5} = 38{,}4 \text{ мгн};$$

$$C_1 = \frac{80(1 - m^2)}{mf_cR} = \frac{80(1 - 0{,}6^2)}{0{,}6 \cdot 5 \cdot 1000} = 0{,}017 \text{ мкф};$$

$$C_2 = \frac{160m}{f_cR} = \frac{160 \cdot 0{,}6}{5 \cdot 1000} = 0{,}0192 \text{ мкф}.$$

Характеристика затухания рассчитанного звена приведена на рис. 83 (пунктирная кривая $m = 0{,}6$). Если эта характеристика не удов-

летворяет требованиям, предъявляемым к фильтру, то последовательно с ним подключается П-образное звено фильтра типа K. Характеристика затухания этого звена приведена на рис. 83 линией пунктир — точка, а результирующая характеристика затухания — сплошной линией.

Элементы П-образного звена рассчитываем по формулам табл. 69:

$$L = \frac{0{,}32R}{f_c} = \frac{0{,}32 \cdot 1000}{5} = 64 \text{ мгн};$$

$$0{,}5C = 0{,}5\,\frac{320}{Rf_c} = 0{,}5\,\frac{320}{1000 \cdot 5} = 0{,}032 \text{ мкф}.$$

§ 3. ФАЗОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВ

Для того чтобы не возникали фазовые искажения при прохождении сигналов через фильтр, фазовая характеристика фильтра в полосе пропускания должна быть линейной. Фазовой характеристикой называется зависимость сдвига фаз между сигналами на выходе и входе фильтра от частоты $\left(\text{или отношения } \frac{f}{f_c}\right)$.

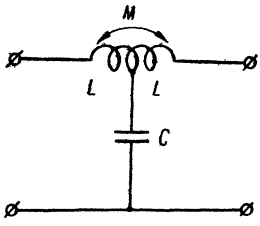


Рис. 86. Схема фильтра нижних частот, характеризующегося относительно линейной фазовой характеристикой при $m = 1{,}4$.

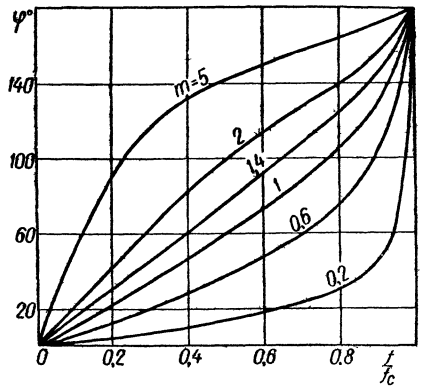


Рис. 87. Фазовые характеристики фильтра, схема которого приведена на рис. 86, при различных значениях m.

В случае линейной фазовой характеристики время задержки сигнала в фильтре $t_з$ (групповое время прохождения) не зависит от его частоты, т. е. является постоянной величиной.

Наиболее линейные фазовые характеристики имеют фильтры при m несколько больше единицы.

На рис. 86 приведена простейшая схема одного из таких фильтров, а на рис. 87 — его фазовые характеристики при различных значениях m. Как видно из рис. 87, наиболее линейная фазовая характеристика получается при $m \approx 1{,}4$.

Элементы фильтра (рис. 86) рассчитываются по формулам:

$$L = \frac{1 + m^2}{4m} \cdot \frac{0{,}32R}{f_c} \text{ мгн}; \quad C = \frac{320m}{Rf_c} \text{ мкф};$$

$$M = \frac{m^2 - 1}{4m} \cdot \frac{0{,}32R}{f_c} \text{ мгн}; \quad k = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1},$$

где M — коэффициент взаимоиндукции, k — коэффициент связи, f_c — частота среза (в *кгц*).

Еще более линейную фазовую характеристику можно получить при последовательном соединении звеньев фильтров, показанных на рис. 86 и рис. 88. Если оба звена рассчитать при $m_1 = m_2 = 1{,}49$, то результирующая фазовая характеристика будет наиболее линейной.

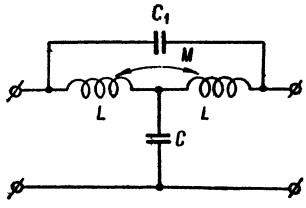


Рис. 88. Схема фильтра нижних частот, используемого для улучшения фазовой характеристики фильтра, схема которого приведена на рис. 86.

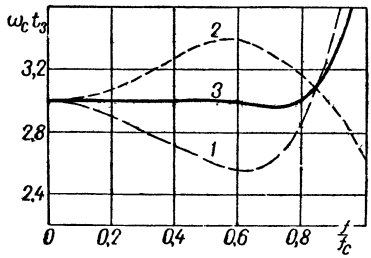


Рис. 89. Характеристики задержки фильтров, схемы которых приведены на рис. 86 и 88.

На рис. 89 приведены частотные зависимости обобщенного параметра группового времени задержки $\omega_c t_з = 2\pi f_c t_з$ фильтра рис. 86 (кривая *1*), фильтра рис. 88 (кривая *2*) и их последовательного соединения (кривая *3*).

Элементы L и C фильтра рис. 88 рассчитываются по тем же формулам, что и фильтра рис. 86, а емкость конденсатора

$$C_1 = \frac{C}{4m^2}.$$

Приведенные схемы фильтров широко используются при конструировании линий задержки.

§ 4. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Фильтры, в которых в качестве элементов применяются пьезоэлектрические резонаторы (кварц или искусственные кристаллы), называются пьезоэлектрическими.

Пьезоэлектрические резонаторы характеризуются большой добротностью (составляющей несколько десятков тысяч), высокой стабильностью и меньшими размерами. Характеристика затухания пьезо-

электрических фильтров имеет большую крутизну скатов при очень большом затухании на частотах бесконечного затухания. Пьезоэлектрические фильтры используются в диапазоне частот от нескольких сот герц до нескольких десятков мегагерц.

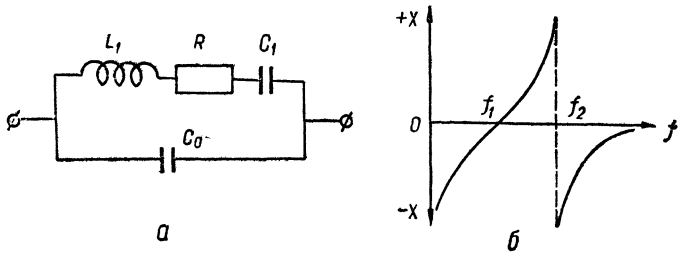


Рис. 90. Пьезоэлектрический резонатор:

а — эквивалентная схема; *б* — зависимость сопротивления от частоты.

Эквивалентная схема пьезоэлектрического резонатора (рис. 90, *а*) может быть представлена последовательным колебательным контуром L_1, C_1 с сопротивлением потерь R, зашунтированным статической емкостью C_0 электродов и монтажа.

Зависимость сопротивления эквивалентной схемы резонатора от частоты без учета потерь приведена на рис. 90, *б*.

В зависимости от вида колебаний и рабочего диапазона эквивалентная индуктивность кварцевого резонатора имеет значения от 0,1 до 100 *гн*, динамическая емкость C_1 — от нескольких сотых до нескольких десятков пикофарад. Статическая емкость C_0 примерно в 120—140 раз больше емкости C_1.

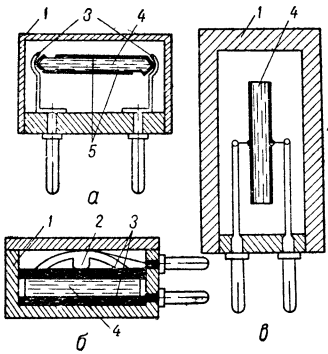


Рис. 91. Конструкции простейших пьезорезонаторов:

1 — корпус; *2* — пружина; *3* — электроды, *4* — пьезопластинки; *5* — металлическое покрытие.

В радиолюбительской практике применяются негерметизированные резонаторы, конструкции некоторых из них приведены на рис. 91.

Существует большое количество схем пьезоэлектрических фильтров, применяемых в радиолюбительской практике.

Включение кварцевого резонатора вместо разделительного конденсатора (рис. 92, *а*) дает возможность получить хорошую избирательность (рис. 92, *б*) на частоте f_1 последовательного резонанса. Такая схема обладает рядом недостатков, поэтому в радиолюбительской практике применяются более сложные схемы фильтров с регулируемой характеристикой затухания.

На рис. 93, *а* приведена простейшая схема однорезонаторного дифференциально-мостикового полосового фильтра. Если неудобно вывести среднюю точку трансформатора, можно рекомендовать схему

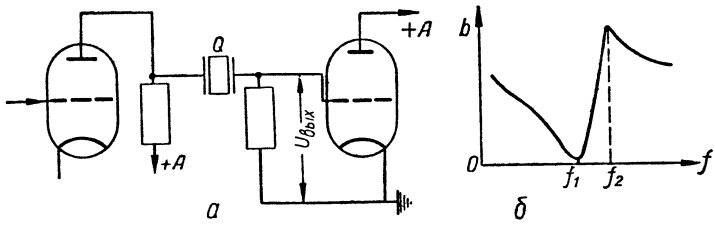


Рис. 92. Простейший пьезоэлектрический фильтр:
а — схема; *б* — характеристика затухания.

рис. 93, *б*, в которой средняя точка выводится от общей точки двух конденсаторов одинаковой емкости.

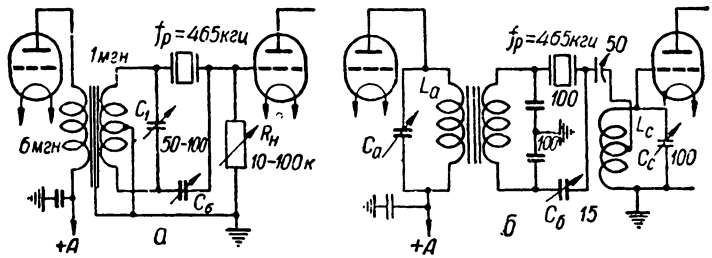


Рис. 93. Простейшие схемы узкополосных пьезоэлектрических фильтров.

В однорезонаторном фильтре можно изменением емкости конденсатора $C_б$ изменять форму характеристики затухания (см. рис. 94). Этим свойством пользуются для ослабления влияния мешающей станции. Для повышения избирательности производится настройка трансформатора фильтра изменением емкости конденсатора, подключенного параллельно ко вторичной (рис. 93, *а*) или первичной (рис. 93, *б*) обмотке трансформатора.

Рис. 94. Характеристики затухания фильтров, схемы которых приведены на рис. 93, при различных значениях емкости $C_б$:
$а - C_б > C_0$; $б - C_б = C_0$; $в - C_б < C_0$.

Ширина полосы пропускания регулируется изменением сопротивления нагрузки $R_н$ (рис. 93, *а*), величина которого в зависимости от емкости монтажа и средней частоты полосы пропускания фильтра бе-

рется от 10 до 100 *ком*. У фильтров со средней частотой полосы пропускания в 465 *кгц* можно изменять ширину полосы пропускания от 100 до 500 *гц*. Недостатком этого способа регулировки ширины полосы пропускания является большое влияние сопротивления $R_н$ на усиление.

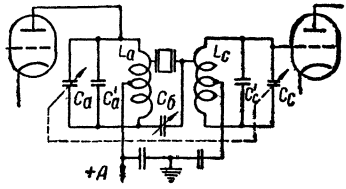


Рис. 95. Схема узкополосного пьезоэлектрического фильтра, у которого нагрузкой является контур.

Лучшие результаты получаются при использовании схем, в которых нагрузочным сопротивлением является контур (рис. 93, *б* и 95).

Увеличение изменения полосы пропускания достигается одновременной расстройкой в разные стороны относительно резонансной частоты пьезоэлектрического резонатора, нагрузочного коитура L_c, C_c и трансформатора L_a, C_a. Этим способом можно достигнуть изменения ширины полосы пропускания примерно в полтора-два раза больше по сравнению с регулировкой нагрузочным сопротивлением.

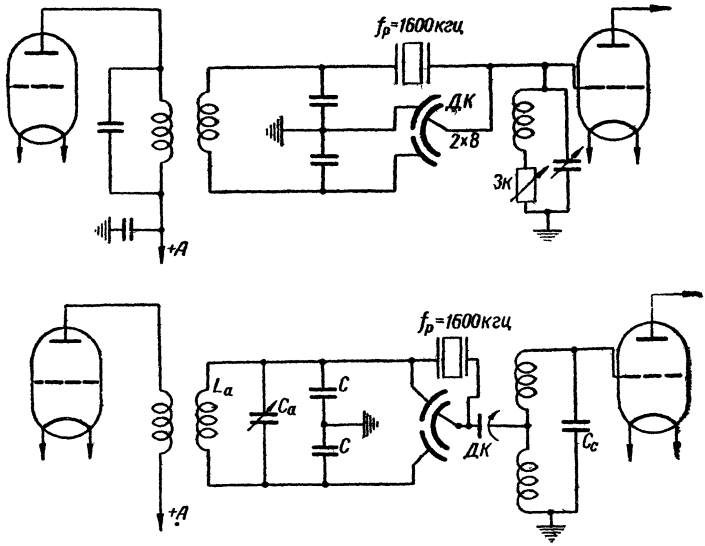


Рис. 96. Схемы высокочастотных пьезоэлектрических фильтров.

При использовании фильтров на частотах выше 1 *Мгц* рекомендуется применять схемы с дифференциальными конденсаторами *ДК* (рис. 96), в которых при изменении частоты бесконечного затухания (настройке) ширина полосы пропускания не изменяется. Недостатком

рассмотренных схем пьезоэлектрических фильтров является их малая избирательность. Для увеличения избирательности можно рекомендовать последовательное соединение двух однорезонаторных фильтров (рис 97) или применять двухрезонаторные фильтры (рис. 98)

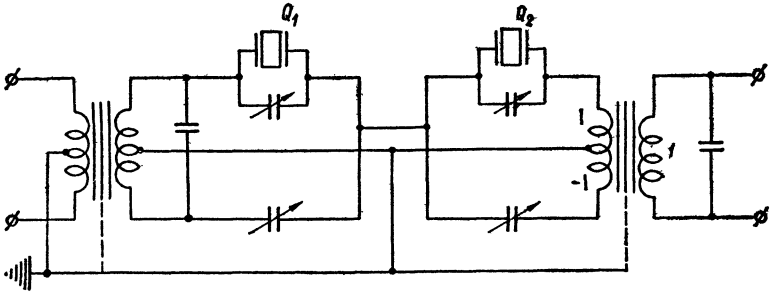


Рис. 97. Схема двухзвенного пьезоэлектрического фильтра.

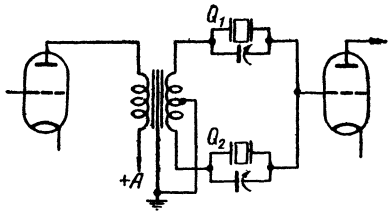


Рис. 98. Схема двухрезонаторного пьезоэлектрического фильтра.

§ 5. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

В настоящее время начинают применяться в радиоприемной и другой аппаратуре электромеханические фильтры, по избирательности приближающиеся к пьезоэлектрическим.

Электромеханические фильтры отличаются малыми размерами, относительно стабильны, в процессе работы не требуют регулировки и поэтому выполняются в герметически закрытом корпусе. Рабочий диапазон температур этих фильтров от —30 до +80°. Легко выполняемые размеры элементов радиочастотных электромеханических фильтров получаются при использовании их в области частот от 100 *кгц* до 1 *Мгц*. Разработаны специальные конструкции фильтров для работы в звуковом диапазоне частот.

Электромеханические фильтры состоят из электромеханических преобразователей и механических резонаторов. Добротность механических резонаторов зависит от материала. Так, например, для резонаторов из стали она составляет 2000—3000, а при применении алюминия или его сплавов — достигает 6000—10 000. Такая высокая добротность механических резонаторов дает возможность изготовить фильтры с хорошей

избирательностью. Однако необходимо отметить, что точность изготовления механических резонаторов должна быть весьма большой, поэтому их изготовлением могут заняться только наиболее опытные радиолюбители.

Существует множество конструкций электромеханических фильтров. Дадим краткое описание лишь некоторых из них, нашедших наибольшее применение в радиоаппаратуре.

Полосовые электромеханические фильтры (рис. 99) состоят из двух магнитострикционных резонаторов *МР* из никелевых стержней, связанных с механической системой, состоящей из нескольких параллельных дисков, скрепленных между собой тремя никелевыми проволочками, выполняющими роль пружинок. Переменный ток, проходя по обмотке первого резонатора, воздействует на никелевый стержень, ко-

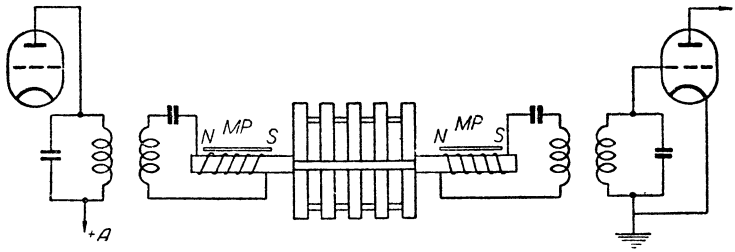


Рис. 99. Полосовой электромеханический фильтр.

торый в результате магнитострикционного эффекта приходит в колебательное движение. Его колебания передаются первому диску, а затем через систему скрепляющих проволочек — второму, третьему и т. д. Колебания последнего диска вызывают механические колебания никелевого стержня, в результате чего в его обмотке индуктируется э. д. с.

Диски изготавливаются из никель-железного сплава, температурный коэффициент которого практически равен нулю. Этот сплав позволяет получить большую добротность порядка 2000.

Электромеханические фильтры изготавливаются многодисковыми для расширения полосы пропускания и увеличения избирательности, так как простейший однодисковый фильтр является узкополосным. Применяя различное количество дисков, можно изменять крутизну характеристики затухания.

На рис. 100, *а* приведена конструкция семирезонаторного стержневого фильтра, состоящего из пяти металлических полуволновых резонаторов *5* большой добротности, соединенных связками *4* длиной $\frac{\lambda}{8}$. Концевые ферритовые резонаторы *3* являются сердечниками магнитострикционных преобразователей: возбуждающего колебания *2* и снимающего их *6*. Постоянные магниты *1* (магниты смещения) устраняют колебания с двойной частотой и повышают чувствительности преобразователей.

На рис. 100, *б* приведена конструкция пятипластинчатого фильтра.

На рис. 101 приведена упрощенная эквивалентная схема шестирезонаторного фильтра. В этой схеме индуктивность $L_д$ эквивалентна массе резонатора, емкость $C_д$ — его упругости, емкость $C_п$ — упругости

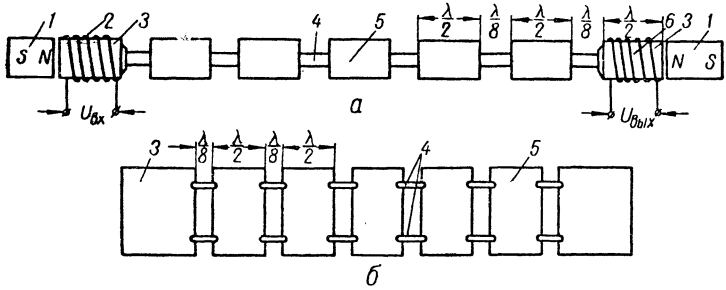


Рис. 100. Механическая резонансная система фильтров:
а — стержневого; *б* — пластинчатого.

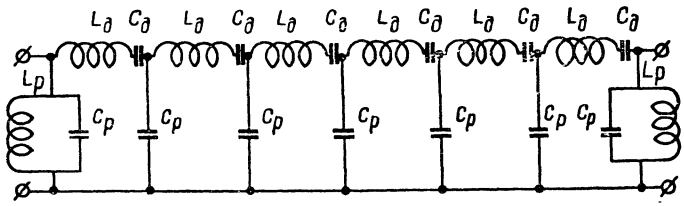


Рис. 101. Эквивалентная схема шестирезонаторного электромеханического фильтра.

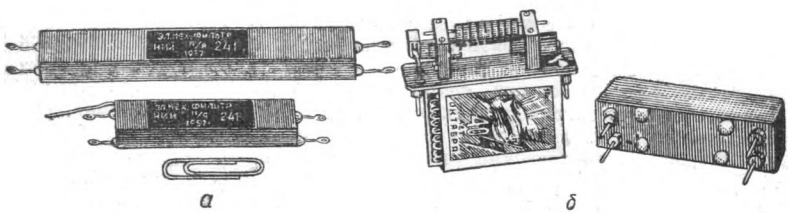


Рис. 102. Внешний вид электромеханических фильтров:
а — пластинчатого; *б* — дискового.

связывающих проволочек, контур $L_р$, $C_р$ является эквивалентной схемой магнитострикционного резонатора на резонансной частоте.

Для суждения о размерах электромеханических фильтров на рис. 102 изображены внешний вид пластинчатого и семидискового фильтров, выпускаемых отечественной промышленностью. Об избирательности электромеханических фильтров можно судить по рис. 103.

В разработанных конструкциях электромеханических фильтров невозможно регулировать ширину полосы пропускания изменением их параметров в процессе эксплуатации. Поэтому ширина полосы пропускания изменяется переключением электромеханических фильтров, которые часто монтируются непосредственно на переключателях аппаратуры.

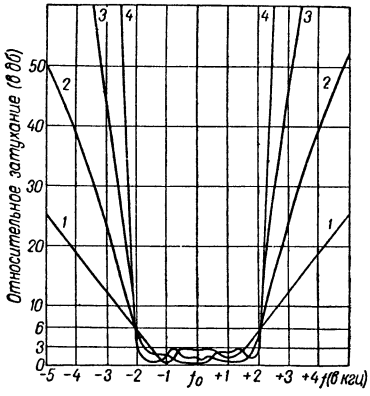


Рис. 103. Характеристики затухания электромеханических фильтров: *1* — трех-, 2 — пяти-, *3*—семи- и *4*—тринадцатирезонаторного.

§ 6. *RC*-ФИЛЬТРЫ

RC-фильтрами называются фильтры, состоящие только из активных сопротивлений и конденсаторов. Их преимуществами являются малые размеры, простота изготовления и наладки, меньшая чувствительность к посторонним магнитным полям и возможность изготовления для работы в области самых низких частот (начиная с долей герца); недостатком их является то, что многие из них (для получения желаемых характеристик) должны применяться с ламповыми или кристаллическими усилителями.

Схемы, характеристики затухания, а также расчетные формулы для простейших *RC*-фильтров приведены в табл. 71.

При расчете *RC*-фильтров по заданному значению f_c или f_0 необходимо дополнительно задаться величиной R или C.

Если при расчете заграждающих фильтров взять $\alpha = 2$, то получим все три емкости равными. Это дает возможность в случае небольших емкостей конденсаторов взять их переменными, соединить в один блок и плавно изменять полосу запирания. Можно также изменять полосу запирания, если выполнить сопротивления R_1, R_2 и R_3 переменными. При изготовлении заграждающих фильтров для более точной настройки их на заданную частоту запирания сопротивление R_3 делается переменным.

Большой практический интерес представляет приведенная на рис. 104, *а* схема *RC*-фильтра верхних частот. Для такого фильтра характерна частота бесконечного затухания (рис. 104, *б*), как и для *LC*-фильтра типа *m*. Кривая *1* соответствует затуханию фильтра при $R_3 = \frac{R_2}{2}$, тогда

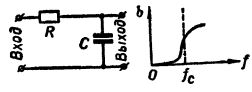
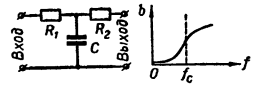
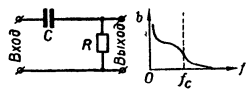
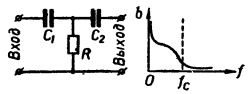
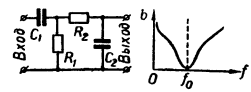
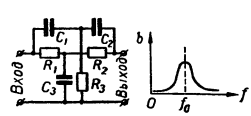
$$f_\infty = \frac{56}{C_1 R_2};\quad R_2 = \frac{56}{C_1 f_\infty};\qquad C_1 = \frac{56}{R_2 f_\infty};\quad R_4 = \frac{R_2}{83},$$

а при $R_3 = 2R_2$ (кривая *2*)

$$f_\infty = \frac{42{,}6}{C_1 R_2};\quad R_2 = \frac{42{,}6}{C_1 f_\infty};\qquad C_1 = \frac{42{,}6}{R_2 f_\infty};\quad R_4 = \frac{R_2}{45{,}5}.$$

Таблица 71

RC-фильтры

	Схема	Характеристика затухания	Расчетные формулы
Фильтры нижних частот			$f_c = \frac{160}{RC}$; $C = \frac{160}{f_c R}$
			при $R_1 = R_2 = R$ $C = \frac{160}{f_c R}$; $f_c = \frac{160}{RC}$
Фильтры верхних частот			$f_c = \frac{160}{RC}$; $C = \frac{160}{f_c R}$
			при $C_1 = C_2 = C$ $f_c = \frac{160}{RC}$; $R = \frac{160}{f_c C}$
Полосовой фильтр			$f_0 = \frac{160}{RC}$; $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$
Заграждающий фильтр			$f_0 = \frac{160}{RC}$; $R_1 = R_2 = R$; $R_3 = \frac{R}{2\alpha}$; $\alpha = 1 - 2$; $C_1 = C_2 = C$; $C_3 = \frac{2C}{\alpha}$

R — в *ом*; *C* — в *мкф*; *f* — в *кгц*

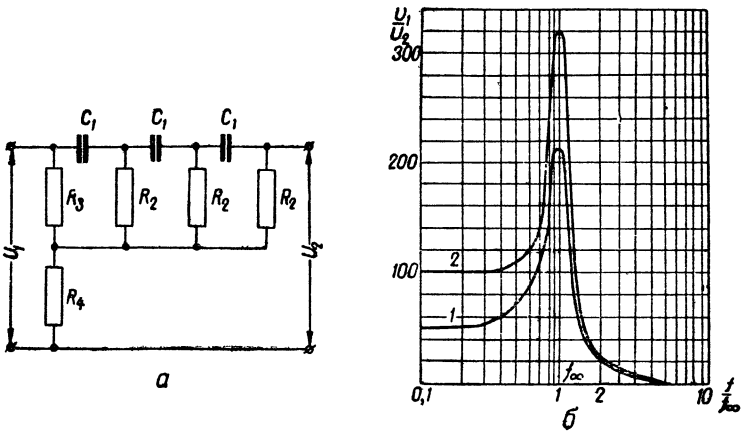


Рис. 104. *RC*-фильтр верхних частот с полюсом затухания:
а — схема; *б* — характеристики затухания.

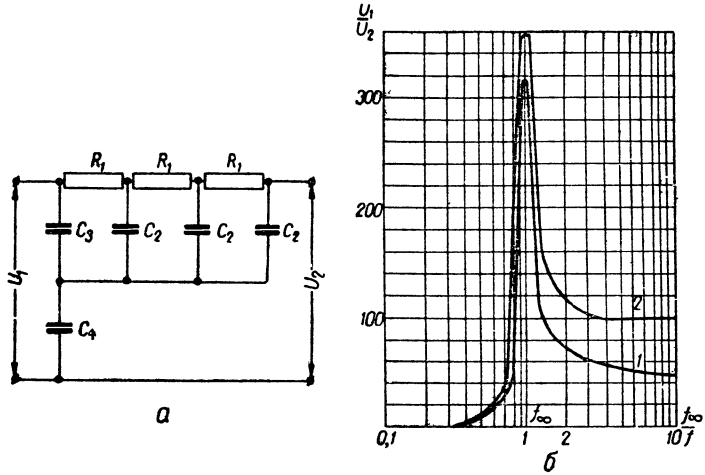


Рис. 105. *RC*-фильтр нижних частот с полюсом затухания:
а — схема; *б* — характеристики затухания.

На рис. 105, *а* приведена схема *RC*-фильтра нижних частот, обладающая частотой бесконечного затухания. Характеристики затухания такого фильтра показаны на рис. 105, *б*. Кривая *1* соответствует затуханию при $C_3 = \frac{C_2}{2}$, тогда

$$f_\infty = \frac{595}{C_2 R_1}; \quad R_1 = \frac{595}{C_2 f_\infty};$$

$$C_1 = \frac{595}{R_1 f_\infty}; \quad C_4 = 45{,}5\,C_2,$$

а при $C_3 = 2C_2$ (кривая *2*)

$$f_\infty = \frac{452}{C_2 R_1}; \quad R_1 = \frac{452}{C_2 f_\infty};$$

$$C_1 = \frac{452}{R_1 f_\infty}; \quad C_4 = 83G_2.$$

При расчете *RC*-фильтров нижних и верхних частот схем рис. 104 и 105 на заданную величину f_∞ необходимо дополнительно задаться еще величиной одного из элементов схемы *R* или *C*.

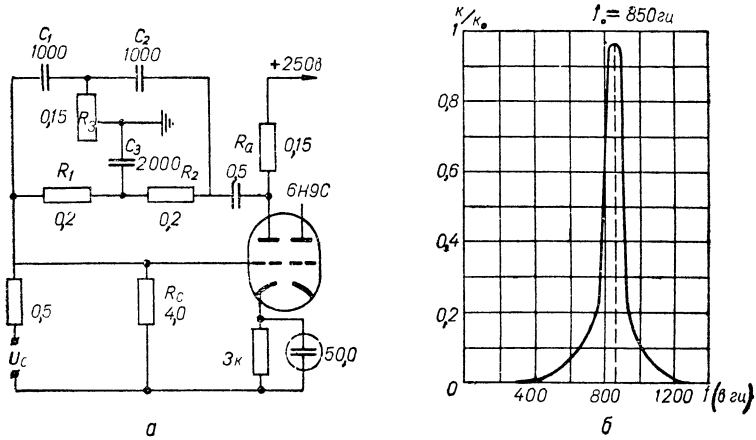


Рис. 106. Активный однозвенный полосовой *RC*-фильтр:
а — схема; *б* — характеристика усиления.

Полосовые активные *RC*-фильтры. Если заграждающий фильтр включить в цепь отрицательной обратной связи усилителя (рис. 106, *а*), получим однозвенный полосовой *RC*-фильтр. Порядок расчета элементов такого фильтра следующий:

1) рассчитывается усилитель, коэффициент усиления которого без отрицательной обратной связи должен быть не ниже 10 для получения хорошей избирательности;

2) величина сопротивления $R = R_1 = R_2$ определяется из условия

$$0{,}5\,R_c \geqslant R \geqslant (7 \div 15)\,R_a,$$

где R_c — сопротивление утечки сетки и R_a — сопротивление анодной нагрузки;

3) величины остальных элементов фильтра при заданном значении f_0 определяются по формулам табл. 71, дополнительно задавшись α, R или α, C.

Однозвенные полосовые RC-фильтры имеют узкую полосу пропускания (рис. 106, *б*), ширину которой можно в некоторых пределах регулировать изменением сопротивления утечки R_c. При уменьшении

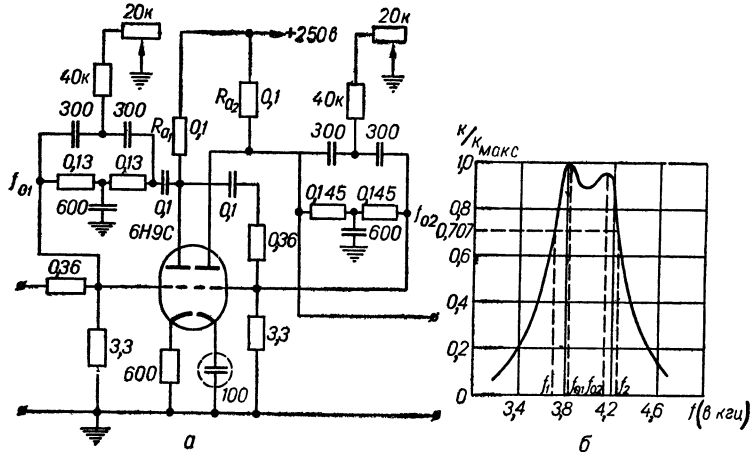


Рис. 107. Активный двухзвенный полосовой RC-фильтр:
а — схема; *б* — характеристика усиления

этого сопротивления ширина полосы пропускания увеличивается, но при этом снижается избирательность. Значительное расширение полосы пропускания при большой избирательности получается при применении двухзвенных RC-фильтров (рис. 107). Порядок расчета их при условии, что $\frac{f_2 - f_1}{f_0} \ll 1$, следующий:

1) по заданным частотам среза f_1 и f_2 определяем

$$f_0 = 0{,}5\,(f_1 + f_2);$$

2) исходя из допустимой неравномерности в полосе пропускания и желаемой крутизны кривой усиления, выбираем по кривым, приведенным на рис. 108, значение параметра a; далее по этой кривой определяется значение x (обычно на уровне 0,7);

3) определяется добротность фильтра

$$\frac{xf_0}{f_2 - f_1},$$

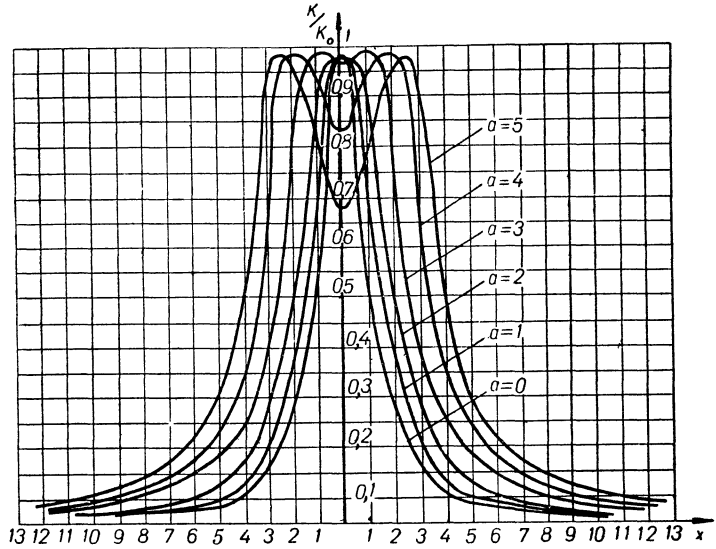


Рис. 108. Кривые для расчета двухзвенных полосовых *RC*-фильтров.

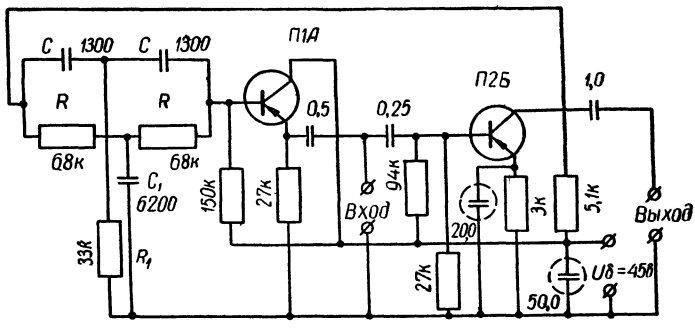


Рис. 109. Схема активного полосового *RC*-фильтра на полупроводниковых триодах.

4) рассчитывается разность между средними частотами фильтров каждого звена

$$\Delta f = f_{02} - f_{01} = \frac{af_0}{Q};$$

5) определяются частоты

$$f_{01} = f_0 - \frac{\Delta f}{2};\ f_{02} = f_0 + \frac{\Delta f}{2};$$

6) значение элементов фильтров каждого звена усилителя определяется по формулам однозвенных RC-фильтров;

7) определяется коэффициент усиления каскада $k \approx 4Q$, выбирается тип лампы и рассчитывается усилитель.

Кривая усиления двухзвенного RC-фильтра приведена на рис. 107, *б*.

На рис. 109 приведена схема активного полосового фильтра, выполненного на двух полупроводниковых триодах[1]). В цепи обратной связи включен несимметричный, сдвоенный Т-образно мостиковый заграждающий фильтр. Мощность триода П2Б достаточна для

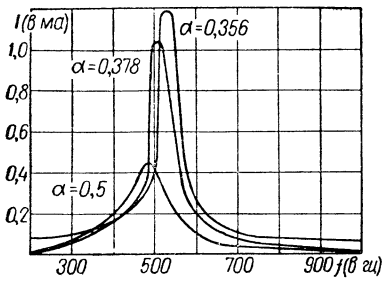


Рис. 110 Частотные характеристики тока на выходе фильтра при различных значениях α.

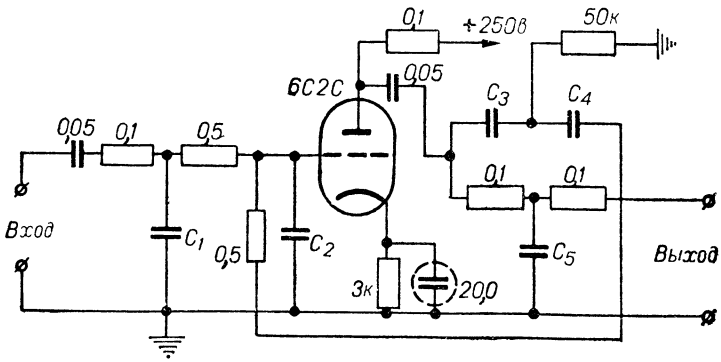


Рис. 111. Схема активного RC-фильтра нижних частот.

питания обмотки электромагнитного реле. Это позволяет использовать фильтр в аппаратуре телемеханики.

[1]) Схема предложена Бондаренко В. Г.

Частотные характеристики тока на выходе фильтра приведены на рис. 110. Исследования показали, что наибольшая избирательность получается при $\alpha = \frac{R_1}{R} = 0{,}37$.

При заданном f_0, R или C элементы фильтра рассчитываются по формулам:

$$f_0 = \frac{0{,}16}{RC}; \quad R_1 = \alpha R; \quad C_1 = 0{,}5C;$$

$$R = \frac{0{,}16}{f_0 C}; \quad C = \frac{0{,}16}{f_0 R}.$$

Активный *RC*-фильтр нижних частот. Схема с указанием данных элементов *RC*-фильтра нижних частот приведена на рис. 111.

Изменением величин емкостей C_1, C_2, C_3, C_4 и C_5 можно изменять полосу пропускания (табл. 72). При этом ослабление на частоте f_1 около 2 *дб*, а на частоте f_2 около 24 *дб*.

На рис. 112, *а* приведена схема активного *RC*-фильтра верхних частот. Для повышения избирательности, кроме включения в цепи отрицательной обратной связи двухзвенного *RC*-фильтра нижних частот, на выходе включено одно звено фильтра нижних частот. Частотная зависимость усиления рассматриваемой схемы фильтра приведена на рис. 112, *б*.

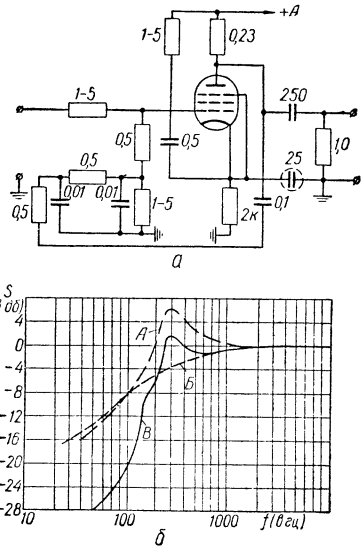


Рис. 112. Активный *RC*-фильтр верхних частот:
а — схема; *б* — частотная зависимость усиления.

Таблица 72

Зависимость полосы пропускания от величин емкостей

f_1	f_2	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5
(в *гц*)		(в *пф*)				
7000	20 000	100	—	75	75	150
5000	12 000	200	50	100	100	200
4000	8000	300	100	150	150	300
3000	5600	500	250	200	200	400

§ 7. ВЛИЯНИЕ ПОТЕРЬ В ЭЛЕМЕНТАХ ФИЛЬТРА НА ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

Характеристики фильтров значительно искажаются в результате потерь в катушках индуктивности и конденсаторах.

За счет потерь в фильтрах возникает затухание в полосе пропускания, величина которого тем больше, чем больше потери (меньше добротность элементов). Затухание в полосе пропускания является не постоянной величиной, оно возрастает по мере приближения к частотам среза (рис. 113). В результате этого происходит закругление характеристики затухания вблизи частот среза, что приводит к ухудшению разграничения между частотами полосы пропускания и непропускания, т. е. к уменьшению избирательности фильтра. Особенно сильно сказываются потери на характеристике затухания при частотах, близких к частоте бесконечного затухания.

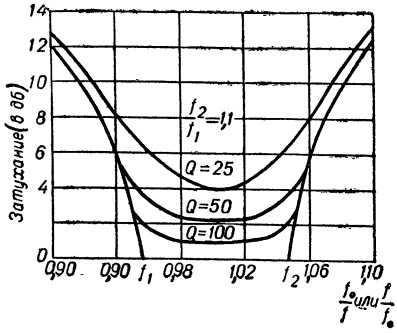


Рис. 113. Характеристики затухания полосового фильтра при различных добротностях его элементов.

Потери в элементах фильтра вызывают изменения как характеристического сопротивления, так и фазовой характеристики. Опыт показывает, что для получения полосовых фильтров с хорошими характеристиками затухания необходимо изготовлять их из элементов, добротность которых

$$Q > (15 \div 20)\frac{f_0}{\Delta f},$$

где f_0 — средняя частота полосы пропускания и Δf — ширина полосы пропускания.

В большинстве случаев при добротностях элементов свыше 100 получаются хорошие характеристики затухания фильтров.

При изготовлении фильтров следует считать, что добротность обычных бумажных конденсаторов составляет 100—200 (для области звуковых частот), а слюдяных — 3000. Добротность же катушек индуктивности значительно ниже, и для повышения ее необходимо применять специальные меры, как-то: изготавливать сердечники из материалов с малыми потерями (карбонильное железо, альсифер, ферриты), специальной формы (броневые или тороидальные), применять для намотки многожильный провод (литцендрат).

§ 8. МОНТАЖ И НАЛАДКА ФИЛЬТРОВ

Соответствие электрических характеристик фильтров расчетным данным определяется, с одной стороны, соответствием величины и добротности элементов расчетным данным, а с другой,— правильностью

монтажа. Даже при полном соответствии величин и добротностей элементов фильтра расчетным величинам, но при неправильно выполненном монтаже характеристики могут настолько исказиться, что фильтр, по сути, перестает выполнять свое назначение.

Правильно выполненным монтажем считается такой монтаж фильтра, при котором, во-первых, практически отсутствуют паразитные индуктивные и емкостные связи между элементами, а во-вторых, индуктивность и емкость монтажных проводов во много раз меньше индуктивностей и емкостей элементов фильтра.

Для нормальной работы фильтров необходимо, чтобы собственные емкости катушек индуктивности были минимальны и практически не влияли на его характеристики. Для этой цели секционируют обмотку, удаляют ее от сердечника, удаляют слои друг от друга, применяют

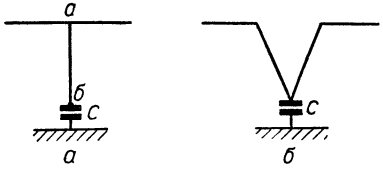


Рис. 114. Схемы монтажа конденсаторов фильтров, работающих в области высоких частот:
а — неправильная, *б* — правильная

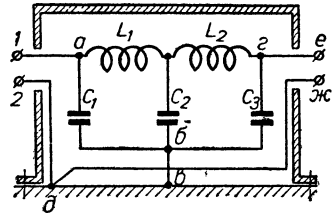


Рис. 115. Пример неправильного монтажа фильтра, работающего в области высоких частот.

специальные типы обмоток и т. д. Для уменьшения емкости катушек, работающих в области коротких и ультракоротких волн, применяются однослойные катушки малого диаметра.

При выборе конденсаторов необходимо учитывать, кроме емкости, еще и индуктивность их, которая при неправильном выборе типа может в области высоких частот иметь большее сопротивление, чем емкостное сопротивление конденсатора. Обычно для работы на низких частотах (длинных волнах) применяются бумажные конденсаторы. В фильтрах, работающих на коротких и ультракоротких волнах, применяются слюдяные, керамические и специальные безиндукционные конденсаторы.

При монтаже катушек индуктивности и конденсаторов следует учитывать индуктивность соединительных концов, которая составляет примерно 0,01 *мкгн* на 1 *см* длины провода. Эта, казалось бы, маленькая индуктивность на высоких частотах сказывается весьма сильно Если, например, конденсатор емкостью 300 *пф* подключен в схему фильтра так, как это показано на рис. 114, *а*, причем длина монтажного провода *аб* равна 3 *см*, то при частоте 60 *Мгц* емкостное сопротивление конденсатора будет равно примерно 8 *ом*, а индуктивное сопротивление монтажного провода — примерно 10 *ом*. Такое значение индуктивного сопротивления сильно исказит характеристику затухания фильтра. Для устранения этого рекомендуется выполнять монтаж конденсаторов так, как это показано на рис. 114, *б*.

На работу фильтра могут также отрицательно влиять и другие длинные монтажные концы, например, *бв* (рис. 115).

Зачастую для уменьшения тока по экрану фильтра применяется неправильное подключение второго выводного конца непосредственно к входному зажиму *2* в точке *д* (рис. 115). В этом случае в результате емкостной связи между проводником *дж* и остальной схемой в нем наводится некоторое напряжение, поступающее непосредственно на выход и искажающее характеристику затухания фильтра. Для устранения отмеченных недостатков фильтры, работающие в области высоких частот, монтируют, придерживаясь следующего правила: монтажные концы должны быть по возможности короче и присоединены к корпусу (экрану) в ближайшей точке.

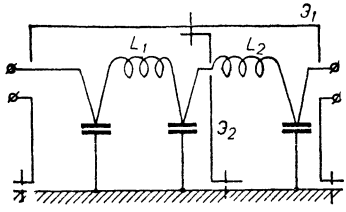


Рис. 116. Схема правильного монтажа двухзвенного фильтра нижних частот, работающего в области высоких частот.

При изготовлении катушек индуктивности на тороидальных или броневых сердечниках, практически исключающих магнитный поток рассеяния, их можно монтировать в общем блоке. В этом случае индуктивная связь между катушками практически отсутствует.

Для уменьшения нежелательной индуктивной связи между катушками фильтра, работающего в области высоких частот, необходимо их разнести и расположить перпендикулярно друг относительно друга. Примером такого монтажа может являться монтаж фильтров, предназначенных для подавления помех телевизионному приему (см. гл. XII).

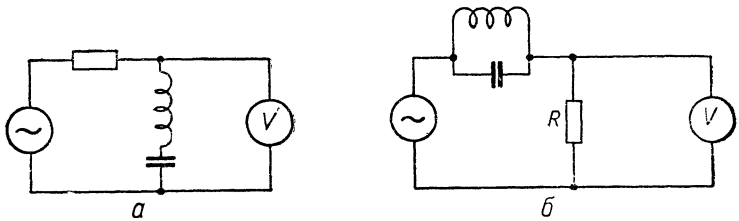


Рис. 117. Схемы настройки контуров фильтров:
а — последовательного; *б* — параллельного.

Значительное уменьшение нежелательных индуктивных и емкостных связей между элементами фильтра достигается применением экранов. Кроме того, экранирование защищает фильтр от действия внешних мешающих полей. Экранируются как отдельные элементы фильтра, так и фильтры в целом.

На рис. 116 приведена схема правильного монтажа двухзвенного фильтра нижних частот, работающего в области высоких частот. Во многих случаях можно обойтись без внутреннего экрана $Э_2$, но тогда необходимо катушки L_1 и L_2 разнести и расположить перпендикулярно друг относительно друга.

Порядок изготовления простейших фильтров следующий: изготавливаются с заданной точностью элементы, затем, соблюдая указанные правила, производят монтаж и, наконец, измеряют затухание.

Сложные фильтры, т. е. фильтры, содержащие последовательные и параллельные контуры, например, полосовые типа *K*, все фильтры типа *m* и др., необходимо обязательно настроить перед монтажем. Настройка фильтров производится для лучшего соответствия их характеристик расчетным данным. Перед настройкой схему фильтра разбивают на отдельные контуры, вычисляют их резонансные частоты, а затем настраивают последовательные контуры по схеме рис. 117, *а*, а параллельные — по схеме рис. 117, *б* на минимум показаний индикатора. Для повышения остроты и точности настройки в схеме рис. 117, *а* рекомендуется применять генератор с большим внутренним сопротивлением, а в схеме рис. 117, *б* — с малым и применять в качестве индикатора ламповый вольтметр с высокоомным входом.

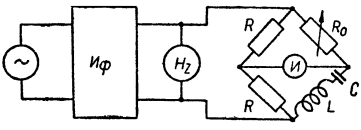


Рис. 118. Мостиковая схема настройки контуров фильтра.

Настраивать контуры фильтров лучше всего по мостиковой схеме, приведенной на рис. 118. Для подавления гармоник измерительного генератора рекомендуется применять измерительный фильтр *ИФ*, а для проверки установки точности частоты — применять частотомер (см. гл. XVI). Преимуществом данной схемы является большая точность настройки и возможность определения добротности катушки на резонансной частоте по формуле

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{R_0}.$$

После настройки контуров монтируют фильтр, а затем измеряют характеристику затухания.

ГЛАВА VIII

АКУСТИКА И ЭЛЕКТРОАКУСТИКА

§ 1. ЕДИНИЦЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Звук — волнообразно распространяющееся колебательное движение частиц упругой среды (воздуха, воды и т. п.). Термином «звук» обозначается также специфическое ощущение, вызываемое действием звуковых волн на орган слуха. Ощущение звука возникает лишь при условии, что частота и энергия воздействующих на орган слуха колебаний лежат в определенных пределах слухового восприятия. Человеческое ухо воспринимает звуки с частотой от 20 *гц* до 16—20 *кгц*. Колебания с частотами ниже 20 *гц* называются инфразвуком, а колебания с частотами выше 20 *кгц* — ультразвуком.

Сила звука — количество энергии, которое переносит звуковая волна в единицу времени через единицу поверхности, перпендикулярной к направлению распространения волны. Сила звука измеряется в $\frac{эрг}{см^2/сек}$ или в $вт/см^2$ и для нормально слышимых звуков лежит в пределах от 10^{-16} до 10^{-4} $вт/см^2$.

Уровень силы звука — отношение силы данного звука I к нулевому уровню, за который принята сила звука $I_0 = 10^{-16}$ $вт/см^2$. Обычно уровни силы звука измеряются в логарифмических единицах — децибелах

$$N = 10 \lg \frac{I}{I_0}.$$

Звуковое давление — переменное давление, дополнительно накладывающееся при прохождении звуковой волны на среднее давление, которое существует в среде (для свободной атмосферы — на атмосферное давление). Сила звука и звуковое давление связаны между собой квадратичной зависимостью. Так, например, при увеличении звукового давления в 2 раза сила звука возрастает в 4 раза. Единицей измерения звукового давления служит *бар*.

Бар — давление, испытываемое плоской поверхностью площадью в 1 $см^2$ под действием равномерно распределенной по ней нагрузки силой 1 *дн* (1 *бар* = 1,02 $мг/см^2$).

Приводим средние величины звуковых давлений, развиваемых различными источниками звуков:

Скрипка на расстоянии 1 *м* . . . . . 0.5 *бар*
Диктор на расстоянии 1,5 *м* . . . . . 1 *бар*
Рояль на расстоянии 3 *м* . . . . . 3 *бар*
Разговор перед микрофоном на расстоянии 2 *см* . . 13 *бар*
Духовой оркестр на расстоянии 3 *м* . . . . . 44 *бар*

Уровень звукового давления — отношение величины звукового давления p к нулевому уровню, за который принято звуковое давление $p_0 = 0{,}0002$ *бар*.

В децибелах

$$N = 20 \lg \frac{p}{p_0}.$$

Уровни звукового давления и уровни силы звука, выраженные в децибелах, совпадают по величине. Табл. 73 дает возможность переводить отношения сил звуков и звуковых давлений в децибелы и наоборот. Если необходимого уровня в таблице нет, то для перевода отношений в децибелы и наоборот можно воспользоваться тем, что децибелы складываются, а отношения перемножаются. Например, 25 *дб* = = 20 *дб* + 5 *дб* = 10 · 1,778 = 17,78.

Таблица 73

Перевод децибелов в отношения

Уровень (в *дб*)	Отношение звуковых давлений или напряжений	Отношение сил звуков или мощностей	Звуковое давление (в *бар*) на частоте 1000 *гц*	Уровень (в *дб*)	Отношение звуковых давлений или напряжений	Отношение сил звуков или мощностей	Звуковое давление (в *бар*) на частоте 1000 *гц*
0	1,000	1,000	0,00020	15	5,623	31,62	0,00112
1	1,122	1,259	0,00024	16	6,310	39,81	0,00126
2	1,259	1,585	0,00025	17	7,079	50,13	0,00142
3	1,413	1,995	0,00028	18	7,943	63,10	0,00158
4	1,585	2,512	0,00032	19	8,913	79,43	0,00178
5	1,778	3,162	0,00035	20	10,000	10^2	0,002
6	1,995	3,981	0,0004	30	31,62	10^3	0,0065
7	2,239	5,012	0,00045	40	10^2	10^4	0,02
8	2,512	6,310	0,00050	50	316,2	10^5	0,065
9	2,818	7,943	0,00056	60	10^3	10^6	0,2
10	3,162	10,000	0,00065	70	$3{,}16 \cdot 10^3$	10^7	0,65
11	3,548	12,59	0,00071	80	10^4	10^8	2
12	3,981	15,85	0,00080	90	$3{,}16 \cdot 10^4$	10^9	6,5
13	4,467	19,95	0,00089	100	10^5	10^{10}	20
14	5,012	25,12	0,001	120	10^6	10^{12}	200

Громкость звука — величина слухового ощущения, зависящая от силы звука и его частоты. Обычно принято оценивать громкость звука, сравнивая ее с громкостью простого тона, имеющего частоту 1000 *гц*. Уровень силы звука с частотой 1000 *гц*, столь же громкого, как и измеряемый звук, называется уровнем громкости.

Приводим средние уровни громкости для различных источников звука:

Тихий сад	20 *дб*
Шопот на расстоянии 1 *м*	25 *дб*
Шум на тихой улице	30—35 *дб*
Спокойный разговор трех человек в комнате средних размеров	45—50 *дб*
Шум оживленной улицы	55—60 *дб*
Аплодисменты в зрительном зале	60—75 *дб*
Шум в поезде метро при движении	85—90 *дб*
Духовой оркестр	до 80—100 *дб*
Шум авиационного мотора на расстоянии 1 *м*	110—120 *дб*

Наибольшей чувствительностью человеческое ухо обладает при частотах от 1000 до 4000 *гц*. Кривые равной громкости, приведенные на рис. 119, показывают, как должен изменяться уровень силы звука в зависимости от частоты для сохранения неизменной громкости звука. Кривые приведены для разных уровней громкости. На частоте 1000 *гц* уровни громкости звука и уровни силы звука совпадают. При малых уровнях громкости ухо менее чувствительно к звукам низких и высоких частот, чем к звукам средних частот.

Порог слышимости, или нулевой уровень,— значения звукового давления или силы звука, при которых звук перестает быть слышимым. Порогу слышимости на частоте 1000 *гц* соответствует звуковое давление 0,0002 *бар* и сила звука 10^{-16} *вт/см*^{2}.

Порог болевого ощущения — значения звукового давления или силы звука, при которых ощущение звука превращается в болевое ощущение. Порогу болевого ощущения на частоте 1000 *гц* соответствует звуковое давление 200 *бар* и сила звука 10^{-4} *вт/см*^{2}.

Динамический диапазон — диапазон громкостей звуков, или разность уровней звукового давления самого громкого и самого слабого звуков. Динамический диапазон измеряется в децибелах.

Дифракция — изменение направления распространения звука, вызванное прохождением волны около края препятствия.

Интерференция — сложение в пространстве двух (или нескольких) волн с одинаковыми периодами, приводящее в зависимости от соотношения между фазами к ослаблению или усилению результирующей волны.

Биения — периодические изменения силы звука, вызванные сложением двух звуковых волн различных частот.

Реверберация — существование звука в замкнутом пространстве после окончания действия источника благодаря многократным отражениям звуковых волн.

Тон — синусоидальное звуковое колебание.

Основной тон — наиболее низкий тон, создаваемый источником звука.

Обертона́ — все тона, кроме основного, создаваемые источником звука. Если частоты обертонов в целое число раз больше, чем частота основного тона, то их называют гармоническими обертонами.

Тембр — «окраска» звука, определяемая числом и частотами обертонов

§ 2. ВЕЩАТЕЛЬНЫЕ МИКРОФОНЫ

Микрофоном называется устройство, служащее для преобразования звуковой энергии в электрическую. Наиболее важные качественные показатели микрофонов: чувствительность, частотная характеристика, уровень шума и характеристика направленности.

Чувствительность микрофона принято характеризовать выходным уровнем отдачи (уровнем мощности в его нагрузке) на частоте 1000 *гц* при звуковом давлении в 1 *бар*. Уровень отдачи определяется в децибелах по отношению к 1 *мвт*.

Чувствительность микрофона может быть выражена также в величинах выходного напряжения на нормальной нагрузке при звуковом давлении в 1 *бар*.

По известному уровню отдачи микрофона можно определить напряжение на нагрузке. Для этого переводят децибелы в отношение мощностей и определяют мощность P (в *мвт*), отдаваемую микрофоном в нагрузку, разделив 1 *мвт* на полученное отношение мощностей. После этого находят напряжение U (в *мв*) на нагрузке по формуле

$$U = \sqrt{10^3 PR},$$

где R — сопротивление нагрузки (в *ом*).

Пример. Выходной уровень отдачи микрофона МД-42 при нормальной величине сопротивления нагрузки 250 *ом* равен — 72 *дб*. Определить напряжение на нагрузке. По табл. 73 находим, что 72 *дб* (70 *дб* + + 2 *дб*) соответствует отношению мощностей $1{,}585 \cdot 10^7$. Мощность в нагрузке

$$P = \frac{1}{1{,}585 \cdot 10^7} = 0{,}63 \cdot 10^{-7} \text{ мвт}.$$

Напряжение на нагрузке

$$U = \sqrt{10^3 \cdot 0{,}63 \cdot 10^{-7} \cdot 250} = 0{,}126 \text{ мв}.$$

Таким образом, чувствительность микрофона МД-42 составляет 0,126 *мв/бар*.

Частотной характеристикой микрофона называется зависимость чувствительности микрофона от частоты. Неравномерность частотной характеристики — отношение максимальной чувствительности к минимальной в рабочем диапазоне частот.

Уровень шумов микрофона определяется относительно выходного уровня отдачи микрофона в децибелах.

Характеристика направленности микрофона представляет зависимость чувствительности микрофона от направления прихода воздействующего на него звука.

Разность уровней отдачи между фронтом и тылом — выраженное в децибелах отношение мощностей в нагрузке микрофона при одинаковом звуковом давлении волн, приходящих со стороны фронта и со стороны тыла.

Динамические микрофоны. В динамических микрофонах используется явление электромагнитной индукции, т. е. возбуждение э.д.с. при движении проводника в постоянном магнитном поле.

В катушечных динамических микрофонах проводник выполнен в виде катушки, прикрепленной к диафрагме, которая колеблется под действием звуковой волны. Катушка размещена в воздушном зазоре постоянного магнита.

В ленточных микрофонах функции диафрагмы и проводника выполняет тонкая металлическая ленточка, которая колеблется в постоянном магнитном поле под действием звуковой волны

Ленточные микрофоны являются весьма высококачественными и

Основные параметры дина

Тип микрофона	Принцип устройства	Направленность	Рабочий диапазон частот (в *гц*)	Неравномерность частотной характеристики (в *дб*), не более
ДМК	Катушечный	Ненаправленный	50—10 000	6
РДМ	»	»	100—5 000	12
СДМ	»	»	50—10 000	12
82А-1	»	»	70—8 000	5
МД-30	»	»	50—10 000	12
МД-31	»	»	50—10 000	11
МД-32	»	»	50—10 000	10
МД-33	»	»	250—7 000	15
МД-35[2])	»	»	50—10 000	8
МД-36	»	»	100—8 000	13
МД-37	»	»	60—8 000	12
МД-38	»	»	50—15 000	8
МД-41[1])	»	»	100—5 000	25
МД-42[1])	»	»	100—5 000	12
МД-44	»	Односторонне направленный	100—8 000	12
МД-46[2])	»	То же	100—5 000	25
МД-46А[2])	»	»	100—5 000	25
МД-55[1])	»	Ненаправленный	60—8 000	12
9А-1	Ленточный	»	50—8 000	11
МЛ-4	»	»	50—10 000	3
МЛ-10	»	»	50—10 000	12
МЛ-10Б	»	»	50—10 000	5
МЛ-11[2])	»	Односторонне направленный	70—10 000	10
МЛ-11Б[2])	»	То же	70—10 000	12
МЛ-15	»	Двухсторонне направленный	50—10 000	5
МЛ-11М	»	Односторонне направленный	70—10 000	12

[1]) Выпускается серийно.
[2]) Выпускается мелкими сериями.

поэтому применяются преимущественно для передачи и записи музыкальных программ, особенно в закрытых помещениях. На открытом воздухе применять их не рекомендуется из-за действия ветра на ленточку. Ленточные микрофоны не рекомендуется также использовать при малых расстояниях от источника звука, так как в этом случае сильно возрастает чувствительность на низких частотах.

Основные параметры динамических микрофонов приведены в табл. 74.

Таблица 74

мических микрофонов

Выходной уровень отдачи на частоте 1000 *гц* при номинальной нагрузке (в *дб*), не менее	Разность уровней отдачи между фронтом и тылом (в *дб*), не менее	Номинальное сопротивление нагрузки (в *ом*)	Назначение
—70	—	200 и 600	Передача речи и музыки
—70	—	200 и 600	Передача речи
—70	—	200 и 600	» » и музыки
—74	—	350	» »
—70	—	200 и 600	» » и музыки
—70	—	600	» » »
—70	—	160 и 6000	» » »
—78	—	600	» » и музыки
—69	—	250	Передача музыки
—70	—	200 и 600	» речи
—72	—	250	То же
—78	—	60 и 250	Передача музыки
—72	—	30000	Любительская звукозапись
—72	—	250	Передача речи
—78	10	250	Для дикторов и режиссеров
—72	12	250	Передача речи в шумных помещениях
—72	12	250	Для дикторов и режиссеров
—72	—	250	Передача речи
—75	—	250	» музыки и речи
—70	—	600	То же
—70	—	600	»
—70	—	600	»
—72	12÷14	600	»
—75	13	250	»
—76	—	250	»
—78	13	250	»

Комбинированные микрофоны представляют собой сочетания различных типов микрофонов, что дает возможность получить односторонюю характеристику направленности.

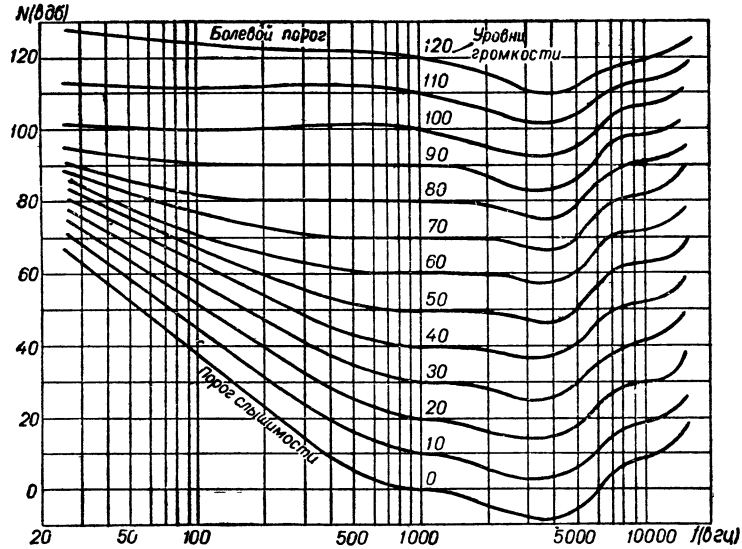


Рис. 119. Кривые равной громкости.

Микрофон 10-А-1 является сочетанием ленточного и катушечного микрофонов и имеет следующие данные:

1. Чувствительность при работе одного ленточного микрофона не менее 0,1 *мв/бар*, при работе катушечного микрофона — 0,12 *мв/бар*, при их совместной работе — 0,18 *мв/бар*.

2. Неравномерность частотной характеристики для рассмотренных вариантов работы соответственно не более 8, 10 и 7 *дб* в диапазоне 50—8000 *гц*.

3. Номинальное сопротивление нагрузки соответственно 180, 140 и 250 *ом*.

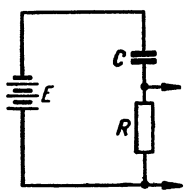


Рис. 120. Схема включения конденсаторного микрофона.

Конденсаторные микрофоны. Принцип действия конденсаторного микрофона основан на включении в цепь постоянного тока конденсатора, емкость которого изменяется в соответствии с изменением звукового давления (рис. 120). Так как напряжение на конденсаторе прямо пропорционально заряду и обратно пропорционально емкости конденсатора, то при колебаниях одной из обкладок конденсатора напряжение на обкладках будет изменяться. В цепи будут действовать

две э. д. с.: постоянная э. д. с. батареи и переменная э. д. с., обусловленная перемещением одной из обкладок. При наличии переменной э. д. с. в цепи течет переменный ток и создается падение напряжения на сопротивлении нагрузки R.

Конденсаторные микрофоны в последние годы находят все более широкое применение в звукозаписи, радиовещании и телевидении. По своим качественным показателям они превосходят широко распространенные динамические микрофоны. Основные параметры конденсаторных микрофонов приведены в табл. 75.

Таблица 75

Основные параметры конденсаторных микрофонов

Тип микрофона	Рабочий диапазон частот (в *гц*)	Неравномерность частотной характеристики (в *дб*), не более	Выходной уровень отдачи на частоте 1000 *гц* при номинальной нагрузке (в *дб*), не менее	Направленность	Разность уровней отдачи между фронтом и тылом (в *дб*), не менее	Номинальное сопротивление нагрузки (в *ом*)	Уровень собственных шумов (в *дб*), не более	Вес микрофона (в *г*)
МК-1	50—10 000	4	—58	Односторонне направленный	—	—	—	—
МК-3	40—15 000	6	—66	То же	12	250	—	480
КМ-57	40—15 000	5	—60	»	—	250	—	260
19А-2	30—15 000	5[1]	—58	Имеет 9 различных характеристик направленности	20[2]	160	—43	360
19А-3	30—15 000	5[1]	—55	Односторонне направленный	20[2]	160	—46	360
КМД-1 (19А-9)	40—15 000	6	—48	То же	19	250, 65 и 30	—55	230

Капсюль конденсаторного микрофона является емкостным преобразователем, емкость которого лежит в пределах 30—150 *пф*. Следовательно, внутреннее сопротивление такого капсюля на низшей частоте рабочего диапазона составляет десятки и сотни мегом. Сопротив-

[1]) Неравномерность частотной характеристики в диапазоне 40—12000 *гц*.

[2]) При кардиоидном включении капсюля.

ление нагрузки капсюля должно быть значительно больше его внутреннего сопротивления или, по крайней мере, равным ему. Выходное сопротивление микрофона должно быть минимальным, чтобы уменьшить наводки на провода, соединяющие микрофон с усилителем. Для выполнения этих условий первый каскад усилительного устройства необходимо помещать в непосредственной близости от капсюля, причем этот каскад должен выполнять функции трансформатора полных сопротивлений, т. е. иметь большое входное и малое выходное сопротивления. Обычно капсюль и все элементы усилительного каскада размещаются в общем корпусе. Питающее устройство конструктивно оформляется в виде отдельного блока.

Усилительный каскад, смонтированный в корпусе конденсаторного микрофона, обычно выполняется по схеме с катодной нагрузкой (см. § 11 гл. X). Лампы отбираются индивидуально по сеточным токам, уровню шумов и микрофонному эффекту.

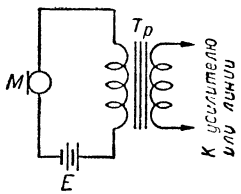


Рис. 121. Схема включения угольного микрофона.

Пьезоэлектрические микрофоны. Принцип действия этих микрофонов основан на пьезоэлектрическом эффекте.

Несмотря на простоту конструкции и большую чувствительность, пьезоэлектрические микрофоны не находят применения в радиовещании. Они применяются для акустических измерений.

Угольные микрофоны. Действие угольного микрофона основано на свойстве угольного порошка изменять свое сопротивление в зависимости от силы сжатия зерен, составляющих порошок.

Схема включения угольного микрофона представлена на рис. 121. Как видно из схемы, угольный микрофон управляет величиной тока в цепи батареи *E*. Поэтому от цепи угольного микрофона можно получить бо́льшую мощность переменного тока звуковой частоты, чем падающая на него мощность звука.

Чувствительность угольного микрофона гораздо выше, чем у других типов микрофонов, однако остальные качественные показатели значительно ниже. В настоящее время угольные микрофоны применяются только в телефонии, где затруднено применение усилителей.

§ 3. ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ И ТЕЛЕФОНЫ

Номинальная мощность громкоговорителя — максимальная подводимая к нему мощность, при которой нелинейные искажения не превышают заданной величины. Номинальная мощность измеряется в вольт-амперах.

Полоса воспроизводимых громкоговорителем частот — диапазон частот, в пределах которого неравномерность частотной характеристики не превышает заданной величины.

Частотная характеристика громкоговорителя — зависимость его чувствительности от частоты. Неравномерность частотной характеристики — выраженное в децибелах отношение максимальной чувствительности громкоговорителя к минимальной в пределах полосы воспроизводимых частот.

Чувствительность громкоговорителя — величина звукового давления, развиваемого громкоговорителем на расстоянии 1 *м* по его оси при подведении мощности 0,1 *ва*. Чувствительность громкоговорителей измеряется в барах.

Чувствительность телефона — величина звукового давления, развиваемого на расстоянии 1 *см* по оси телефона при подведении к нему мощности 1 *мвт*. Измеряется в *бар/мвт*.

Резонансная частота подвижной системы громкоговорителя — частота, при которой полное сопротивление (сопротивление переменному току) его звуковой катушки максимально.

Коэффициент гармоник (коэффициент нелинейных искажений) характеризует степень вносимых громкоговорителем нелинейных искажений (см. § 1 гл. X).

К. п. д. громкоговорителя — отношение излучаемой акустической мощности к подведенной электрической мощности.

Характеристика (диаграмма) направленности — зависимость величины звукового давления, развиваемого громкоговорителем на определенном расстоянии при постоянной подводимой к нему мощности, от направления распространения звуковой волны. Форма характеристики направленности зависит от частоты колебаний.

Электромагнитные громкоговорители. Диффузор электромагнитного громкоговорителя жестко связан с якорем, который колеблется под действием переменного магнитного поля электромагнита.

Качественные показатели электромагнитных громкоговорителей невысокие. Однако они получили широкое применение для трансляционных сетей благодаря простоте конструкции, сравнительно большой чувствительности (следовательно, малому потреблению мощности), а также дешевизне.

Данные громкоговорителя «Рекорд»:

1. Чувствительность 2—3 *бар* в диапазоне частот 200—2900 *гц*.
2. Неравномерность частотной характеристики 20 *дб* в диапазоне частот 250 — 3000 *гц*.
3. Коэффициент гармоник на частоте 400 *гц* достигает 15%.
4. Потребляемая мощность 20—100 *ма*.

Динамические громкоговорители. Диффузор динамического громкоговорителя жестко связан с катушкой, которая движется в поле постоянного магнита или электромагнита при изменениях проходящего через нее тока.

Динамические громкоговорители имеют более равномерную частотную характеристику по сравнению с громкоговорителями других типов и меньший коэффициент гармоник. В табл. 76 и 77 приведены основные данные динамических громкоговорителей.

Пьезоэлектрические громкоговорители. Принцип действия пьезоэлектрических громкоговорителей основан на обратном пьезоэлектрическом эффекте. Деформирующийся под действием приложенного напряжения кристалл приводит в движение диффузор.

Пьезоэлектрические громкоговорители непрочны и ненадежны, поэтому в настоящее время в СССР не производятся.

Громкоговорители для озвучивания помещений и открытых пространств (см. § 5 этой главы). До последнего времени для этих целей промышленность выпускала три типа громкоговорителей, а именно: радиальный громкоговоритель ДГР-25 для озвучивания открытых пространств и направленные рупорные громкоговорители Р-10 и Р-100 для

Таблица 76

Электрические характеристики динамических громкоговорителей

Тип громкоговорителя	Номинальная мощность (в *ва*)	Полоса воспроизводимых частот (в *гц*)	Неравномерность частотной характеристики (в *дб*), не более	Чувствительность (в *бар*)	Резонансная частота (в *гц*)	Полное сопротивление звуковой катушки на частоте 1000 *гц* (в *ом*)	Коэффициент гармоник (в проц) на частоте		Назначение
							до 200 *гц*	от 200 до 2000 *гц*	
0,25ГД-1	0,25	300—3 000	18	2,0	300	8,0	—	10[1])	Для малогабаритных переносных приемников
0,5ГД-10	0,5	150—7 000	14	2,3	150	5,0	10	7	Для малогабаритных вещательных и телевизионных приемников
0,5ГД-11	0,5	150—7 000	14	2,3	150	5,0	10	7	То же
0,5ГД-12	0,5	150—7 000	14	3,0	150	5,0	—	10	Для батарейных и переносных приемников
1ГД-5	1,0	150—6 000	15	2,0	125	6,5	12	7	Для приемников 3 и 4-го кл. и абонентских точек
1ГД-6	1,0	100—6 000	15	3,0	100 или 140	6,5	12	7	Для батарейных приемников 3 и 4-го кл. и абонентских точек
1ГД-7	1,0	150—6 000	15	3,0	100	6,0	12	7	Для портативных переносных и автомобильных приемников

1ГД-8	1,0	200—6 000	12	4,5	170	6,0	12	7	Для портативных переносных и автомобильных приемников
1ГД-9[2])	1,0	100—7 000 150—10 000	12	2,5	90 или 150	6,0	12	5	Для телевизоров 1, 2 и 3-го кл. и приемников с объемным звучанием
1ГД-11	1,0	150—6 000	15	2,0	125	8,0	15	7	Для сетевых приемников 2, 3 и 4-го кл.
1ГД-12[2])	1,0	200—10 000	14	2,5	180	5,0	10	7	Для приемников 1 и 2-го кл. (боковой)
1ГД-14	1,0	150—10 000	14	2,5	150	5,0	10	7	Для приемников 3 и 4-го кл. и абонентских точек
2ГД-3	2,0	70—10 000	14	2,5	80	4,0	12	7	Для приемников и телевизоров 2 и 3-го кл.
2ГД-4[3])	2,0	70—10 000	14	2,3	80 или 100	5,0	10	7	Для приемников 1-го кл. (фронтальный)
3ГД-2	3,0	80—6 000	15	3,0	80	4,0	15	7	Для приемников и телевизоров 2 и 3-го кл.
3ГД-9[2])	3,0	80—7 000	14	2,5	80	5,0	10	7	Для автомобильных приемников
3ГД-7[2])	3,0	80—7 000	14	2,5	90	4,5	12	7	Для автомобильных приемников и для звукофикации
4ГД-1[3])	4,0	60—12 000	14	2,5	60 или 80	4,5	15	5	Для приемников и телевизоров высшего качества
4ГД-2[3])	4,0	60—12 000	14	2,5	60	5,0	15	5	Для малых консольных радиол (фронтальный)
5ГД-9	5,0	70—7 000	12	3,0	70	4,0	15	7	Для приемников 1 и 2-го кл.

Продолжение табл. 76

Тип громкоговорителя	Номинальная мощность (в *ва*)	Полоса воспроизводимых частот (в *гц*)	Неравномерность частотной характеристики (в *дб*), не более	Чувствительность (в *бар*)	Резонансная частота (в *гц*)	Полное сопротивление звуковой катушки на частоте 1000 *гц* (в *ом*)	Коэффициент гармоник (в проц.) на частоте		Назначение
							до 200 *гц*	от 200 до 2000 *гц*	
5ГД-10[3])	5,0	50—12 000	15	3,0	50	4,5	15	5	Для консольных приемников и телевизоров (фронтальный)
5ГД-14[2],[3])	5,0	70—12 000	14	2,5	70 или 90	4,5	15	5	Для настольных радиол высшего качества (фронтальный)
10ГД-4	10,0	70—8 000	12	3,5	—	—	—	—	Для широкополосных акустических систем и высококачественных консольных радиол и телевизоров
10ГД-5	10,0	50—7 000	12	3,5	—	—	—	—	То же
10ГД-6[3])	10,0	40—10 000	15	3,0	—	—	—	—	Для широкополосных акустических систем
10ГД-14	10,0	40—12 000	12	3,0	—	—	—	—	То же
10ГД-17	10,0	40—8 000	12	3,0	—	—	—	—	То же (низкочастотный)
10ГД-18[2])	10,0	50—8 000	12	3,0	40	8,0	10	5	Для широкополосных акустических систем и высококачественных радиол и телевизоров
ВГД-1	3,0	800—18 000	16	2,5	270	5,0	—	3	То же (высокочастотный)

[1]) На частотах от 400 до 2000 *гц*
[2]) Овальный громкоговоритель.
[3]) Двухполосный громкоговоритель

Таблица 77

Конструктивные данные динамических громкоговорителей

Тип громкоговорителя	Магнит				Звуковая катушка			Размеры громкоговорителя (в *мм*)	Вес громкоговорителя (в *г*)
	Тип и материал	Вес (в *г*)	Диаметр керна (в *мм*)	Ширина зазора (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Сопротивление постоянному току (в *ом*)		
0,25ГД-1	Керновой АНКО-4	18	12	—	—	—	—	⌀70×34	70
0,5ГД-10	Керновой АНКО-4	40	12	—	—	—	—	⌀102×50	150
0,5ГД-11	Кольцевой МБА	40	12	—	—	—	—	⌀102×36	150
0,5ГД-12	Кольцевой МБА	80	12	—	—	—	—	⌀102×36	250
1ГД-5	Кольцевой АЛЬНИ	140	17	0,8	63	0,12	5,5	⌀121×50	370
1ГД-6	Кольцевой АЛЬНИ	330	17	0,8	63	0,12	5,5	⌀124×63	600
1ГД-7	Кольцевой АЛЬНИ	340	17	0,8	63	0,12	5,5	⌀124×63	600
1ГД-8	Керновой АНКО-4	180	17	0,75	63	0,12	5,5	⌀124×64	400
1ГД-9	Керновой АНКО-4	50	17	0,8	63	0,12	5,5	90×150×56	250
1ГД-11	Кольцевой МБА	80	17	—	—	—	—	⌀123×45	300
1ГД-12	Кольцевой МБА	40	12	—	—	—	—	98×154×41	200
1ГД-14	Кольцевой МБА	40	12	—	—	—	—	⌀123×44	180
2ГД-3	Керновой АНКО-4	70	20	0,8	62	0,16	3,4	⌀150×69	400
2ГД-4	Кольцевой МБА	80	17	—	—	—	—	⌀147×54	300
3ГД-2	Кольцевой АЛЬНИ	350	25	0,9	62	0,16	3,4	⌀202×102	1200
3ГД-7	Керновой АНКО-4	100	25	—	62	0,16	3,4	154×208×77	650
3ГД-9	Кольцевой МБА	200	25	—	—	—	—	130×200×65	900
4ГД-1	Керновой АНКО-4	100	25	0,9	62	0,16	3,4	⌀202×90	600
4ГД-2	Кольцевой МБА	200	25	—	—	—	—	⌀200×80	900
5ГД-9	Кольцевой АЛЬНИ	700	25	0,9	62	0,16	3,4	⌀252×126	1700
5ГД-10	Кольцевой АЛЬНИ	700	25	0,9	62	0,16	3,4	⌀250×126	1700
5ГД-14	Керновой АНКО-4	100	25	0,9	62	0,16	3,4	170×250×100	600
0ГД-18	Кольцевой АЛЬНИ	700	30	—	—	—	—	208×318×128	2000
ВГД-1	Керновой АНКО-4	65	12	—	—	—	—	⌀102×64	230

оповещения. Их данные приведены в табл. 78. Общим недостатком всех этих громкоговорителей является низкое качество звучания. В настоящее время для целей озвучивания разработаны новые типы громкоговорителей.

Таблица 78

Громкоговорители для озвучивания (старых выпусков)

Электрические и конструктивные данные	ДГФ-5	Р-10 (рупорный)	ДГР-25 (радиальный)	Р-100 (рупорный)
Номинальная мощность (в *ва*) . .	5	10	25	100
Коэффициент гармоник при номинальной мощности (в проц.) . .	5	10	15/7	10
Чувствительность (в *бар*)	—	6	2,8	12
Номинальное подводимое напряжение (в *в*) . .	30, 120; 240	60; 120; 240	120; 240	60; 120; 240
Входное сопротивление на частоте 400 *гц* (в *ом*)	180; 2900; 11 500	3600; 14 500; 58 000	520; 2100	38, 150, 600
Полоса воспроизводимых частот (в *гц*)	150—6000	250—4000	150—5000	200—3000
Неравномерность частотной характеристики (в *дб*)	15	20	20	20
Звуковая катушка				
Количество витков (в два слоя)	65	39	61/65	49
Диаметр провода (в *мм*)	0,2	0,21	0,2/0,15	0,2
Сопротивление постоянному току (в *ом*)	4,5—5	1,6—1,8	$\frac{5{,}7—6{,}2}{4{,}8—5{,}3}$	4,6—5,0
Выходной трансформатор				
Тип пластин . .	—	Ш-18	Ш-30	Ш-40
Толщина набора сердечника (в *мм*)	—	32	30	50

Продолжение табл. 78

Электрические и конструктивные данные	ДГФ-5	Р-10 (рупорный)	ДГР-25 (радиальный)	Р-100 (рупорный)
Число витков первичной обмотки	220+660+ +880	440+440+ +880	800+800	190+190+ +380
Диаметр провода первичной обмотки (в *мм*)	0,31; 0,16; 0,11	0,21; 0,16; 0,12	0,23	0,8; 0,64; 0,44
Число витков вторичной обмотки	65	33	80+40+40 / 20+20+40	60
Диаметр провода вторичной обмотки (в *мм*)	0,69	0,7	0,8	1,5

Примечание. Для громкоговорителя ДГР-25 величины в числителях соответствуют низкочастотным головкам, а в знаменателях — высокочастотным.

Радиальные громкоговорители предназначены для озвучивания открытых пространств. Их конструкция обеспечивает равномерное распределение звука по озвучиваемой площади. По существу, это групповые источники звука, состоящие из нескольких возбуждающих головок, установленных по окружности общего кожуха под некоторым углом к его вертикальной оси. Данные радиальных громкоговорителей приведены в табл. 79.

Таблица 79

Данные новых громкоговорителей для озвучивания

Тип громкоговорителя	Номинальная мощность (в *ва*)	Полоса воспроизводимых частот (в *гц*)	Неравномерность частотной характеристики (в *дб*)	Чувствительность (в *бар*)	Коэффициент гармоник (в проц.), не более	Примечание
10ГДН-1	10	80—8000	15	2,0	7	Радиальный
25ГДН-1	25	80—8000	15	2,5	7	»
10ГРД-5	10	200—4000	15	12,0	7	Рупорный
25ГРД-1	25	100—6000	15	8,0	7	»
50ГРД-9[1])	50	100—6000	15	15,0	7	»
100ГРД-1[2]) . . .	100	120—5500	15	15,0	7	»

[1]) Группа из двух 25ГРД-1.
[2]) Группа из двух 50ГРД-8.

Звуковые колонки представляют собой групповые источники звука и предназначены для качественного озвучивания помещений и открытых пространств. В разработанных в последнее время звуковых колонках возбуждающие головки размещены в два вертикальных ряда, развернутых один относительно другого на угол 120°. Благодаря такому расположению возбуждающих головок звуковые колонки имеют широкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости и сравнительно узкую — в вертикальной плоскости.

Одним из важных для эксплуатации параметров звуковых колонок является перепад уровней громкости «фронт — тыл». Перепад уровней громкости необходим, например, когда нужно озвучить сцену, не озвучивая мест слушателей, и наоборот.

Звуковые колонки типов 10КЗ-1 и 10КЗ-2 состоят из восьми громкоговорителей типа 2ГД-3, их номинальная мощность 10 *ва*; колонки типов 25КЗ-1 и 25КЗ-2 — из восьми громкоговорителей типа 4ГД-1, их номинальная мощность 25 *ва*; колонки типов 50КЗ-1 и 50КЗ-2 — из шести громкоговорителей типа 10ГД-20, их номинальная мощность 50 *ва*.

Все звуковые колонки рассчитаны для включения в трансляционную сеть с напряжением 30, 120 и 240 *в* и характеризуются следующими качественными показателями:

1. Полоса воспроизводимых частот 120—8000 *гц*.
2. Неравномерность частотной характеристики не более 15 *дб*.
3. Чувствительность 2,5 *бар*
4. Коэффициент гармоник не более 7%.
5. Перепад уровней громкости «фронт — тыл» не менее 10 *дб*.

Рупорные громкоговорители предназначены главным образом для оповещания. Они отличаются от диффузорных более высоким к. п. д. (примерно в 10 раз) и высокой направленностью. Однако рупорные громкоговорители обладают плохими частотными характеристиками. Данные рупорных громкоговорителей приведены в табл. 79.

Телефоны. Для воспроизведения звука, кроме громкоговорителей, применяются также головные телефоны. Они используются для контроля передач и при приеме на детекторные приемники.

Наиболее распространен электромагнитный тип телефона. Довольно широкое распространение для детекторных радиоприемников получил также пьезоэлектрический телефон. В некоторых ответственных случаях используется динамический телефон.

Электромагнитные телефоны в зависимости от провода, которым намотаны катушки, могут быть высокоомными (обычно 2000 *ом* при частоте 1000 *гц* на пару телефонов) или низкоомными (обычно 600 *ом* при частоте 1000 *гц* на пару телефонов).

Основные данные пьезоэлектрических телефонов приведены в табл. 80.

§ 4. ЗВУКОСНИМАТЕЛИ

Звукоснимателем (адаптером) называется прибор, служащий для воспроизведения механической звукозаписи.

Чувствительность звукоснимателя — выходное напряжение на нагрузке в 1 *Мом* при воспроизведении частоты 1000 *гц*

Таблица 80

Основные данные пьезоэлектрических телефонов

Тип телефонов	Полоса воспроизводимых частот (в *гц*)	Неравномерность частотной характеристики (в *дб*), не более	Чувствительность (в *бар/мвт*)	Полное электрическое сопротивление на частоте 1000 *гц* (в *ком*)	Коэффициент гармоник (в проц.), не более	Назначение
ТПК-56	300—3500	20	140	10	2	Для воспроизведения речи
ТПК-571	50—9000	16	40	20	2	Для прослушивания трансляционных передач, грамзаписей в магазинах, для контроля в магнитофонах
ТПК-572	300—3500	20	50	15	2	Для применения в аппаратуре перевода речей

и амплитуде колебательной скорости конца иглы в 1 *см/сек*. Чувствительность измеряется в $\frac{мв}{см/сек}$.

Частотная характеристика звукоснимателя — это зависимость его чувствительности от частоты. Она должна по возможности иметь такую форму, при которой напряжение на нагрузке звукоснимателя, несмотря на увеличение колебательной скорости резца при записи высоких частот, не будет зависеть от воспроизводимой частоты. При этом не потребуется специальной коррекции в усилителе.

Частотная характеристика звукоснимателя определяется в основном особенностями его механической системы.

Нелинейные искажения в звукоснимателе обычно прослушиваются в виде характерного хрипения. Величина этих искажений зависит от конструкции звукоснимателя, качества его сборки и оценивается коэффициентом нелинейных искажений — коэффициентом гармоник (см. § 1 гл. X).

Нелинейные искажения в звукоснимателе можно наблюдать на экране электронного осциллоскопа при воспроизведении чистых тонов, записанных на специальных частотных пластинках.

Нагрузка на иглу (вес, приведенный к концу иглы) определяет износ пластинок и игл. Для каждого типа звукоснимателя

существует так называемая оптимальная, или критическая, нагрузка на иглу, при которой нелинейные искажения и износ пластинки будут наименьшими. Рабочая нагрузка на иглу выбирается на 20—25% выше критической. Согласно ГОСТ рабочая нагрузка на иглу не должна быть более 12 *г*.

Электромагнитные звукосниматели были до последнего времени самыми распространенными благодаря их значительной механической прочности, независимости параметров от температуры и влажности и малым нелинейным искажениям.

Пьезоэлектрические звукосниматели находят более широкое применение, чем электромагнитные. Они отличаются более высокой чувствительностью, не боятся электромагнитных наводок, просты по конструкции, дешевы.

Частотная характеристика пьезоэлектрических звукоснимателей равномерно спадает в сторону высоких частот, чем компенсируется подъем этих частот при записи.

В настоящее время пьезоэлементы для звукоснимателей изготовляются из фосфата аммония и титаната бария (см. § 10 гл. III).

Основные данные некоторых звукоснимателей приведены в табл. 81.

Таблица 81

Данные некоторых пьезоэлектрических звукоснимателей

Тип звукоснимателя	Чувствительность $\left(\text{в } \frac{мв}{см/сек}\right)$	Коэффициент гармоник при $f=1000$ *гц* (в проц.), не более	Рабочий диапазон частот (в *гц*)	Вес, приведенный к концу иглы (в *г*), не более	
				для обычных пластинок	для долгоиграющих пластинок
АПР	150	—	75—8 000	90	—
ПЗП	150	—	75—7 000	85	—
ЗУФ-52	110	4	30—7 000	30	15
ЗПК-56	80	2	30—12 000	12	12

Иглы для звукоснимателей. В современных звукоснимателях с постоянными иглами применяются главным образом корундовые и алмазные иглы. Стальные иглы употребляются только для проигрывания обычных грампластинок в универсальных звукоснимателях, работающих на сменных иглах (иглы тихого тона), и в портативных граммофонах.

Размеры корундовых и стальных игл стандартизованы (ГОСТ 1117—51 и 7765—55). Они приведены в табл. 82.

Воспроизведение звукозаписей с долгоиграющих пластинок может производиться только корундовыми иглами, которые имеют правильную форму и зеркальную полировку. Эти иглы выпускаются в дюралевых оправках, окрашенных в красный цвет, и предназначаются для применения в универсальных звукоснимателях, работающих на сменных иглах. Корундовые иглы в оправках выпускаются также и для обычной записи. Корундовые иглы без оправки (иглы-вставки) используются в универсальных звукоснимателях с постоянными иглами.

Таблица 82

Основные размеры игл для звукоснимателей

Вид иглы	Длина (в *мм*)	Диаметр (в *мм*)	Длина конической части (в *мм*)	Радиус закругления конца (в *мм*)
Стальные, громкие	16±0,5	1,6	3,5	0,03—0,06
» средние	16±0,5	1,4	3,0	0,03—0,06
» тихие	16±0,5	1,0	2,2	0,03—0,06
Корундовые иглы в оправе	16±0,5	1.4	1,0	0,024—0,033
Корундовая игла-вставка для долгоиграющих пластинок . . .	1,7 или 2,0	0,4 или 0,6	0,5	0,024—0,032
То же, для обычных пластинок	1,7 или 2.0	0,4 или 0,6	0,5	0,055—0,07

§ 5. ОЗВУЧИВАНИЕ

Под озвучиванием обычно понимают обслуживание какой-либо территории или большого закрытого помещения программой, воспроизводимой через один или несколько громкоговорителей.

К системам озвучивания предъявляются требования равномерного распределения звуковой энергии на озвучиваемой площади, а также должно отсутствовать ощутимое эхо.

Озвучивание открытых пространств (площадок) производится обычно рупорными или радиальными громкоговорителями, а также звуковыми колонками (см. § 3 этой главы).

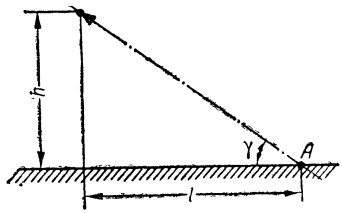


Рис. 122. Размещение рупорного громкоговорителя для озвучивания площади.

Если для озвучивания применяется один громкоговоритель, то проектирование системы сводится к тому, чтобы по величине озвучиваемой площади и необходимому уровню звукового давления в крайней ее точке определить мощность громкоговорителя и место его расположения. Чтобы улучшить равномерность распределения звуковой энергии по озвучиваемой площади, громкоговоритель укрепляют на возвышенном месте на высоте h так, чтобы его ось шла наклонно, пересекая поверхность земли под некоторым углом γ (рис. 122). Расстояние l от основания подвеса громкоговорителя до пересечения оси громкоговорителя с горизонтальной плоскостью (точка A) можно определить по графику рис. 123 в зависимости от величины озвучиваемой площади S (круглой или слегка овальной формы). Точка A при этом принимается за наибо-

лее удаленную точку озвучиваемой поверхности. Радиальные громкоговорители устанавливают на высоте 3—4 *м* в центре озвучиваемой площади.

Для определения необходимого уровня громкости передачи следует воспользоваться графиком (рис. 124). К величине уровня передачи, полученной из графика, следует прибавить 12 *дб* для перехода к пиковым значениям мощностей, на которые рассчитывают громкоговорители и усилители.

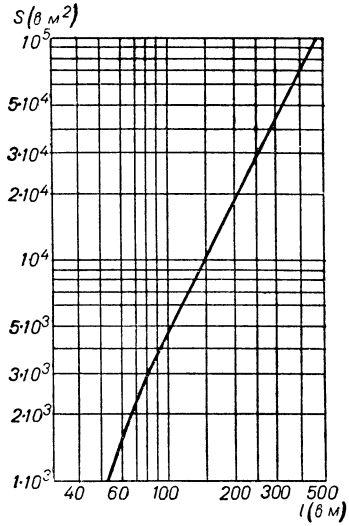


Рис. 123. Зависимость площади, озвучиваемой рупорным громкоговорителем, от расстояния.

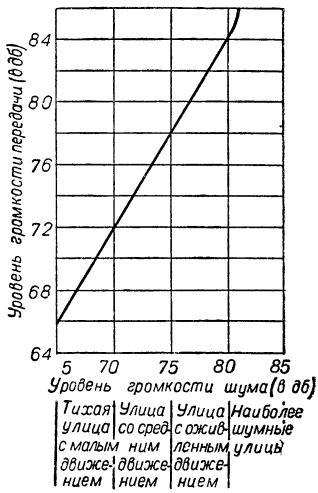


Рис. 124. Уровень громкости передачи, необходимый для разборчивого восприятия при различных уровнях внешних шумов.

Зная уровень громкости N (в *дб*) в точке A, определяют звуковое давление p (в *бар*) по формуле

$$p = 0{,}0002 \cdot 10^{0{,}005N}.$$

Электрическая мощность $P_э$ (в *ва*), которую нужно подвести к громкоговорителю, определяется по формуле

$$P_э = 0{,}1\frac{p^2}{p_1^2}(h^2 + l^2),$$

где p_1 — звуковое давление, характеризующее чувствительность громкоговорителя (в *бар*), h и l — в *м*. Величины p_1 приведены в табл. 78, 79 и на стр. 190.

Пример 1. С помощью громкоговорителя 50 ГРД-9 нужно озвучить площадь 1600 *м*² овальной формы с уровнем шума 67 *дб*. Опреде-

лить расстояние l и мощность $P_э$, которую нужно подвести к громкоговорителю.

По графику рис. 123 находим $l = 60$ *м*. Принимаем высоту подвеса $h = 12$ *м*. По графику рис. 124 для уровня шума 67 *дб* находим уровень громкости 68 *дб*. Прибавляя 12 *дб*, получим уровень громкости $N = 80$ *дб*, $p = 0{,}0002 \cdot 10^4 = 2$ *бар*, $p_1 = 15$ *бар* (табл. 79),

$$P_э = 0{,}1\frac{2^2}{15^2}(12^2 + 60^2) = 6{,}7 \text{ } ва.$$

Пример 2. На расстоянии 20 *м* от основания подвеса громкоговорителя Р-10 требуется получить уровень звукового давления 80 *дб*. Громкоговоритель подвешен на высоте 10 *м*. Определить мощность, которую нужно подвести к громкоговорителю.

Находим:

$$p = p_0 \cdot 10^{0{,}05N} = 0{,}0002 \cdot 10^{0{,}05 \cdot 80} = 2 \text{ } бар;$$

$$P_э = 0{,}1\frac{2^2}{6^2}(10^2 + 20^2) = 5{,}5 \text{ } ва.$$

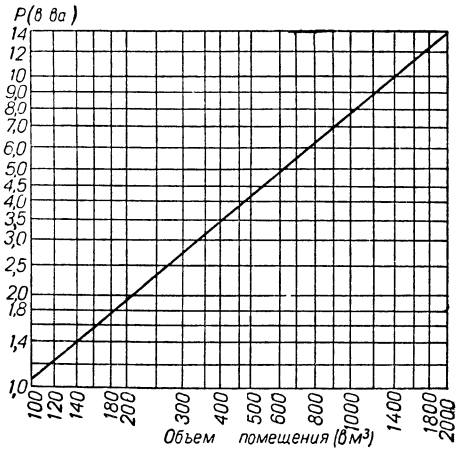


Рис. 125. Электрическая мощность, необходимая для озвучивания закрытого помещения (для уровня громкости 80—90 *дб*).

Если форма площади не позволяет обслужить ее одним громкоговорителем или мощность последнего недостаточна, то используют несколько громкоговорителей. Распределение их определяется в зависимости от формы озвучиваемой поверхности. Для обслуживания площадей часто применяют централизованное расположение громкоговорителей «веером», при озвучивании аллей, дорог и т. п. предпочитают расположение их «цепочкой». При централизованном расположении рупорных

громкоговорителей не следует делать углы между их осями больше 20—30°. При размещении громкоговорителей цепочкой не рекомендуется делать интервалы между соседними громкоговорителями больше 30—40 *м*.

Озвучивание помещений производится в основном по тому же принципу, что и озвучивание открытых пространств. Чаще всего в больших помещениях применяются звуковые колонки или 1—2 рупорных громкоговорителя, располагаемых у передней стены так, чтобы ось громкоговорителя была направлена на слушателей, сидящих в конце зала.

Для ослабления реверберации в помещении должно быть много предметов, хорошо поглощающих звуковые волны (драпировки, мягкая мебель и т. п.).

Для расчета требуемой для озвучивания помещений электрической мощности можно воспользоваться графиком рис. 125.

Озвучивание жилых комнат осуществляется посредством диффузорных громкоговорителей. Вполне достаточная громкость передачи может быть достигнута в случае, если громкоговоритель развивает на расстоянии 1 *м* по своей оси в условиях обычной городской жилой комнаты (15—20 $м^2$) давление 2,5—2,8 *бар* и в условиях сельской местности — 1,7—2 *бар*. Необходимая электрическая мощность зависит от типа громкоговорителя.

При озвучивании помещений с площадью, большей 15—20 $м^2$, исходят из того, что требуемая электрическая мощность пропорциональна объему помещения.

§ 6. АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЗВУКА

Простейшая акустическая система для воспроизведения звука может содержать только один громкоговоритель, установленный в ящике; номинальная мощность громкоговорителя должна быть равна или превышать максимальную неискаженную мощность выходного каскада усилителя. Громкоговоритель должен равномерно воспроизводить полосу частот, на которую рассчитан усилитель. Желательно применять громкоговорители с достаточно низкой резонансной частотой.

Частотная характеристика такой системы определяется не только параметрами громкоговорителя, но во многом зависит и от акустических параметров ящика, особенно в области низких частот до резонансной частоты объема ящика. Экспериментально установлено, что наибольший подъем низких частот и наименьшая неравномерность получаются, когда отношение резонансной частоты объема ящика к резонансной частоте подвижной системы громкоговорителя лежит в пределах от 1,5 до 2.

Резонансная частота объема ящика (в *гц*) может быть определена по формуле

$$f_я = 8{,}5 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{r_э}{V}},$$

где V — объем ящика (в $см^3$), $r_э$ — эквивалентный радиус заднего выходного отверстия ящика,

$$r_э = \sqrt{\frac{S_я}{\pi}},$$

$S_я$ — площадь заднего выходного отверстия (в $см^2$).

Минимальное значение резонансной частоты ящика будет при условии равенства эквивалентного радиуса $r_э$ и длины (глубины) ящика $l_я$. При этом

$$f_я = \frac{4{,}7 \cdot 10^3}{l_я}.$$

Если задана нижняя граничная частота акустической системы $f_н$ и отношение k_1 резонансных частот ящика и громкоговорителя, то размеры ящика могут быть рассчитаны по следующим формулам:

$$l_я = \frac{4{,}7 \cdot 10^3}{k_1 f_н} \text{ см}; \quad S_я = \pi r_э^2 = \pi l_я^2.$$

Ширину ящика b и высоту h можно определить по формуле

$$bh = S_я,$$

задаваясь отношением b/h.

Акустические системы, состоящие из двух громкоговорителей, расположенных рядом на экранной доске и работающих синфазно в одном и том же диапазоне частот, обеспечивают значительно лучшее воспроизведение низких частот и большую равномерность частотной характеристики. При воспроизведении не чувствуется «бубнения» и реже возникает самовозбуждение.

Экспериментально установлено, что максимальная эффективность воспроизведения низких частот достигается при условии, что отношение резонансных частот объема ящика и одного из громкоговорителей будет в пределах $k_1 = 1{,}5 - 2$, а отношение резонансных частот двух громкоговорителей — в пределах $k_2 = 1{,}2 - 1{,}5$. Наибольшее отношение следует выбирать для громкоговорителей с диффузорами диаметром от 100 до 200 *мм*, а наименьшее — для громкоговорителей с диффузорами диаметром 250—300 *мм*.

Длина (глубина) ящика в этом случае определяется по формуле

$$l_я = \frac{4{,}7 \cdot 10^3}{k_1 k_2 f_н}.$$

Расчет других конструктивных размеров производится так же, как и для системы с одним громкоговорителем.

Для улучшения звучания на низких частотах можно применить фазоинвертор — закрытый ящик с дополнительным отверстием, находящимся обычно под громкоговорителем. При использовании фазоинвертора повышается чувствительность громкоговорителя в области низких частот и уменьшаются нелинейные искажения. Одна из конструкций фазоинвертора приведена на рис. 126.

Ящик фазоинвертора должен устанавливаться на пол на толстых (30—50 *мм*) резиновых подкладках. Если в ящике фазоинвертора устанавливаются дополнительные высокочастотные громкоговорители (см. ниже), то их следует прикрывать сзади жесткими колпаками, чтобы исключить влияние излучения с обратной стороны.

Для расширения полосы воспроизводимых частот в сторону высоких частот используют комбинации двух и более громкоговорителей различного устройства, предназначенных для работы в соответствующих частях частотного диапазона.

Системы объемного звучания (3D и 4R) характеризуются таким расположением громкоговорителей, которое создает малонаправленное излучение звуковых колебаний на всех частотах, т. е. широкую диаграмму направленности. При этом слушателю кажется, что источник звука намного шире, чем сам радиоприемник, и создается впечатление объемности.

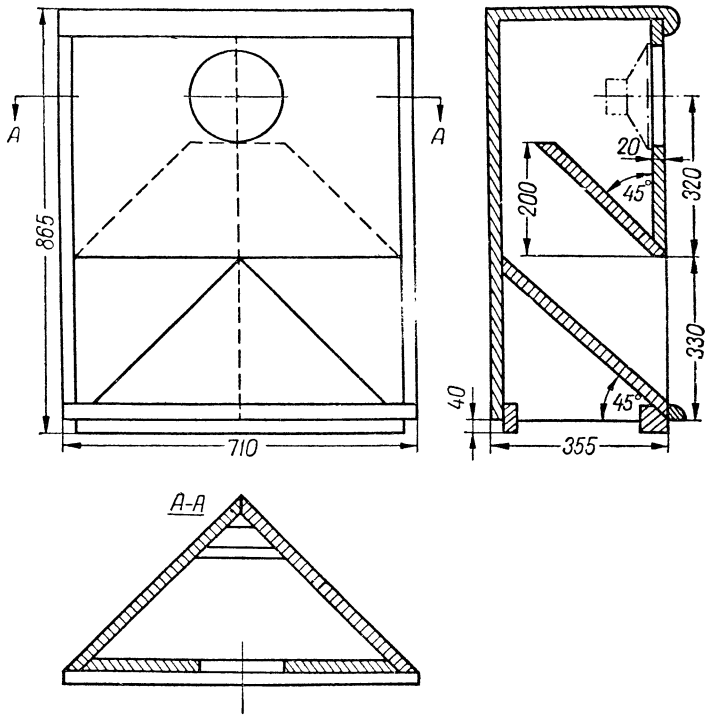


Рис. 126. Конструкция акустического фазоинвертора.

Наиболее распространенное размещение громкоговорителей в системе 3D (3 Dimension — три измерения) показано на рис. 127. Фронтальные широкополосные громкоговорители *1* имеют одинаковую номинальную мощность (от 3 до 5 *ва* в зависимости от мощности выходного каскада и размеров ящика), но разные резонансные частоты. Мощность боковых высокочастотных громкоговорителей *2* порядка 1 *ва*; они включаются через разделительный конденсатор (2—10 *мкф*).

Вместо двух фронтальных громкоговорителей можно применить один мощностью 5—10 *ва* с резонансной частотой 40—50 *гц*, а на передней панели разместить дополнительно 1—2 высокочастотных громкого-

ворителя (например, ВГД-1), включенных в одну цепь с боковыми. Целесообразно размещать малый громкоговоритель внутри большого. Высокочастотные громкоговорители можно размещать под любым углом к основным (фронтальным) и по обе стороны от них.

Акустическая система 4R (Raumton — объемный звук), кроме громкоговорителей, размещенных на стенках ящика, имеет еще один или несколько дополнительных громкоговорителей, установленных под верхней крышкой или на дне ящика. Перед диффузором центрального громкоговорителя помещается рассеивающий конус. В такой системе проявление эффекта объемности не зависит от акустики помещения и места расположения приемника.

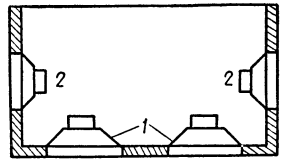


Рис. 127. Размещение громкоговорителей для получения широкой диаграммы направленности.

Система псевдостереофонического звуковоспроизведения позволяет получить имитацию стереофонического эффекта при одноканальной передаче. В настоящее время для получения псевдостереофонического звучания используются два способа: 1) разнесение акустической системы с разделением полосы воспроизводимых частот на 2—3 канала и 2) временная задержка сигнала в УНЧ при сосредоточенной акустической системе.

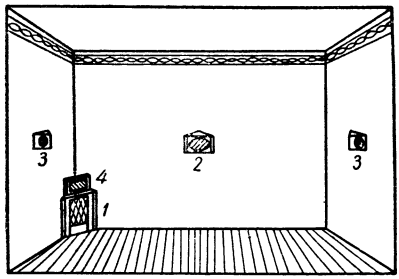


Рис. 128. Разнесенная акустическая система:

1 — низкочастотная; *2* — среднечастотная; *3* — высокочастотная группы, *4* — электрическая часть (усилитель).

Разнесенная акустическая система имеет ряд преимуществ. При такой системе электрическая часть всей установки (усилитель) может быть значительно уменьшена и установлена в наиболее удобном месте. Разделение акустической и электрической части полностью устраняет опасность возникновения микрофонного эффекта.

В двух- и трехканальных системах воспроизведения звука применяются двухканальные усилители. В трехканальной системе третий канал получается разделением мощности на выходе высокочастотного усилителя между среднечастотными и высокочастотными громкоговорителями при помощи разделительной емкости.

Хороший псевдостереофонический эффект получается при использовании обычного приемника с одиночным громкоговорителем мощностью 5—6 *ва* и дополнительных выносных громкоговорителей мощностью 0,5—1 *ва*, работающих в области только средних и высших частот.

Пример осуществления разнесенной акустической системы показан на рис. 128. Система состоит из низкочастотной *1*, среднечастотной *2* и высокочастотной *3* групп.

Низкочастотная группа, воспроизводящая полосу частот от 40 до 500 *гц*, состоит из двух громкоговорителей 4ГД-1, помещенных в ящик с замкнутым объемом, стенки которого внутри оббиты войлоком или ватой. Ящик имеет форму призмы, основанием которой служит равносторонний треугольник (размер стороны 350 *мм*). Боковые стенки имеют размеры 700 × 350 *мм*. Низкочастотная группа устанавливается в углу комнаты, что улучшает эффективность воспроизведения низких частот.

Средние частоты (от 300 до 8000 *гц*) излучает громкоговоритель 5ГД-14, в котором изъят высокочастотный диффузор. Громкоговоритель помещен в ящик с замкнутым объемом, имеющий форму неправильной треугольной призмы. Передняя грань имеет размеры 270 × 230 *мм*. Боковые грани — равносторонние трапеции с основаниями 230 и 150 *мм*. Угол между боковыми гранями 90°. Этот громкоговоритель размещается на стене на расстоянии 3—4 *м* от низкочастотного.

Высокочастотная группа состоит из двух громкоговорителей ВГД-1 или 1ГД-9, каждый из которых помещен в такой же по форме ящик, как и среднечастотный громкоговоритель. Передняя грань имеет размеры 150 × 120 *мм*, основания боковых граней — 120 и 50 *мм*. Высокочастотные громкоговорители воспроизводят частоты от 5000 до 15 000 *гц*. Они подвешиваются на боковых стенках комнаты на расстоянии 3—4 *м* от задней стены.

Искусственная задержка сигнала во времени создается в усилителе низкой частоты (УНЧ). Для этого полоса воспроизводимых частот разделяется на два канала и задержка осуществляется в одном из каналов, чаще всего в низкочастотном, с помощью цепочек задержки или фазовращающих цепочек (см. § 18 гл. X).

ГЛАВА IX

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ИОННЫЕ ПРИБОРЫ

§ 1. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЛАМПЫ

Электронная лампа представляет собой электровакуумный прибор, основными элементами которого являются катод, испускающий поток электронов, анод, улавливающий электроны, и сетки, предназначенные для управления электронным потоком.

Различают лампы прямого накала, в которых катодом является непосредственно накаливаемая током проволока (нить), и лампы косвенного накала, в которых раскаленная проволока выполняет только роль подогревателя катода.

При работе лампы анод бомбардируется электронами и разогревается. Степень разогрева анода определяется величиной мощности рассеивания на аноде P_a, равной произведению приложенного к аноду напряжения U_a на анодный ток I_a

$$P_a = U_a I_a.$$

Ниже приводится классификация электронных ламп.

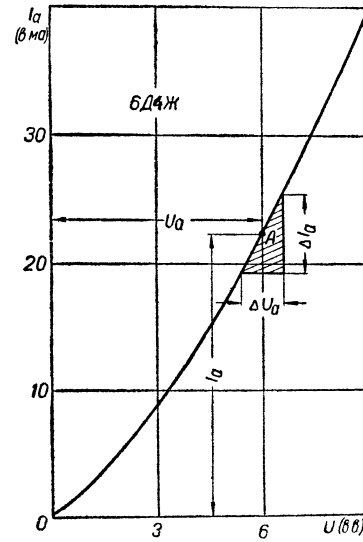


Рис. 129. Анодная характеристика диода 6Д4Ж.

Диод — двухэлектродная лампа, состоящая из катода и анода. Применяется в качестве детектора в вещательных и телевизионных приемниках, а также вентиля (кенотрона) в выпрямителях переменного тока.

На рис. 129 приведена типичная анодная характеристика диода (зависимость анодного тока I_a от приложенного к аноду напряжения U_a).

Параметры диода. Сопротивление постоянному току R_0, определяемое по закону Ома как отношение напряжения на аноде U_a к анодному току I_a в рабочей точке A характеристики лампы (рис. 129),

$$R_0 = \frac{U_a}{I_a}.$$

R_0 — обычно составляет сотни *ом*.

Внутреннее сопротивление переменному току (динамическое) R_i определяется как отношение приращения (небольшого изменения) напряжения на аноде ΔU_a к приращению анодного тока ΔI_a в рабочей точке характеристики

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}.$$

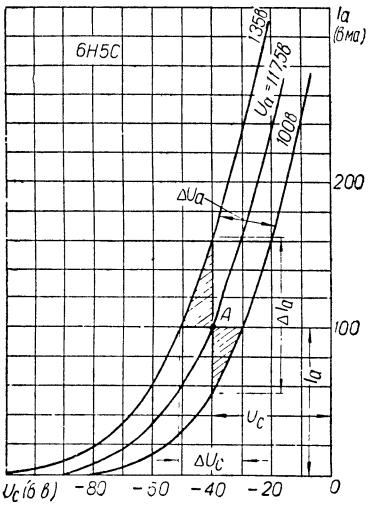


Рис. 130. Анодно-сеточные характеристики триода 6Н5С.

Внутреннее сопротивление

$$R_i \approx \frac{2}{3} R_0.$$

Крутизна характеристики

$$S = \frac{1}{R_i} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a}.$$

Крутизна характеристики обычно измеряется в миллиамперах на вольт (*ма/в*).

Триод — трехэлектродная лампа, имеющая, кроме катода и анода, дополнительный электрод — сетку, управляющую анодным током. Находит широкое применение в качестве усилителя и генератора электрических колебаний.

На рис. 130 представлены анодно-сеточные характеристики $I_a = f(U_c)$ триода, а на рис. 131 — анодные $I_a = f(U_a)$ (штрих-пунктиром обозначена линия допустимой мощности рассеяния на аноде лампы).

Основные параметры триода. Коэффициент усиления μ определяется как взятое с отрицательным знаком отношение приращения напряжения на аноде ΔU_a к приращению напряжения на сетке ΔU_c при постоянном анодном токе I_a

$$\mu = -\frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} \text{ при } I_a = \text{const}.$$

Коэффициент усиления является безразмерной величиной, равной для триодов нескольким десяткам.

Внутреннее сопротивление лампы (переменному току)

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \text{ при } U_c = \text{const},$$

где ΔI_a — приращение анодного тока (в *а*);

U_c — напряжение на сетке (в *в*).

Для триодов R_i обычно составляет от нескольких сотен *ом* до нескольких десятков *ком*,

Крутизна характеристики

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \text{ при } U_a = \text{const},$$

где U_a —напряжение на аноде.

Параметры триода могут быть определены для заданной рабочей точки *A* непосредственно по характеристикам лампы (рис. 130 и 131).

Соотношение между основными параметрами триода

$$SR_i = \mu,$$

где *S* в *а/в*, R_i в *ом*, или *S* в *ма/в*, а R_i в *ком*.

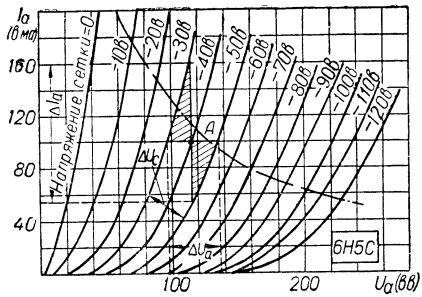


Рис. 131. Анодные характеристики триода 6Н5С:

—·—·— наибольшая мощность, рассеиваемая анодом.

Из характеристик триода видно, что параметры лампы не являются постоянными, а меняются в широких пределах в зависимости от выбора рабочей точки.

При этом, как видно из рис. 132, меньше всего меняется коэффициент усиления лампы.

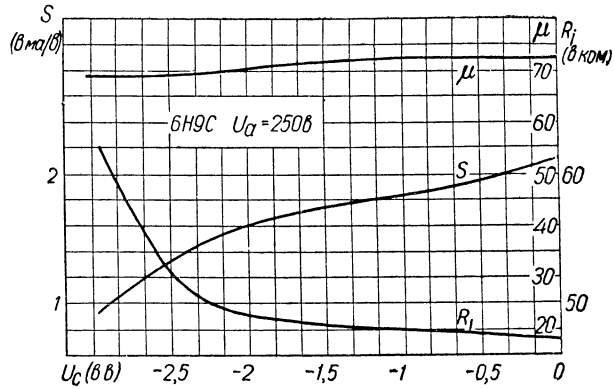


Рис. 132. Зависимость параметров двойного триода 6Н9С от напряжения смещения на сетке.

Важными параметрами, характеризующими триод, являются также междуэлектродные статические емкости: входная $C_{с\text{-}к}$ (между сеткой и катодом), выходная $C_{а\text{-}к}$ (между анодом и катодом) и проходная $C_{а\text{-}с}$ (между анодом и сеткой).

Кроме этого, различают динамическую входную емкость

$$C_{вх} = C_{с\text{-}к} + C_{а\text{-}с}(K + 1),$$

где K — коэффициент усиления каскада, смонтированного на данной лампе.

Относительно большая (порядка нескольких пикофарад) проходная емкость $C_{а\text{-}с}$ является существенным недостатком триодов, ограничивающим их применение на высоких частотах.

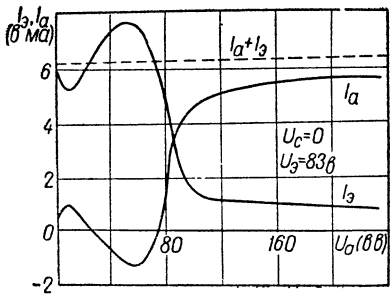


Рис. 133. Анодные и экранно-анодные характеристики тетрода.

Тетрод — четырехэлектродная лампа, отличающаяся от триода наличием второй (экранной) сетки.

Экранная сетка, будучи заземлена по высокой частоте, уменьшает величину проходной емкости $C_{а\text{-}с}$ до сотых долей пикофарады.

На рис. 133 представлены типичные характеристики тетрода. Основное их отличие от характеристик триода заключается в том, что анодный ток в широкой области почти не зависит от величины напряжения на аноде.

Существенным недостатком тетрода является провал в характеристике анодного тока, вызываемый динатронным эффектом, сущность которого заключается в том, что при анодных напряжениях, близких к напряжению на экранной сетке, вторичные электроны, выбитые из анода, не возвращаются на анод, а поступают на экранную сетку.

Пентод — пятиэлектродная лампа, отличающаяся от тетрода наличием третьей (антидинатронной или защитной) сетки, расположенной между анодом и экранной сеткой. Эта сетка обычно имеет нулевой потенциал, поэтому она не дает возможности вторичным электронам попасть с анода на экранную сетку и тем самым устраняет провал в характеристике анодного тока.

На рис. 134 приведены типичные анодные и экранно-анодные характеристики пентода. Пентоды в настоящее время применяются очень широко, в частности они полностью заменили тетроды в высокочастотных трактах приемно-усилительных схем.

Лучевой тетрод — четырехэлектродная лампа, в которой подавление динатронного эффекта достигается специальной конструкцией электродов лампы, при которой электроны, летящие от катода к аноду, фокусируются в узкие пучки (лучи). Таким образом, электронный ток в пространстве между экранирующей сеткой и анодом значительно

уплотняется, что приводит к образованию минимума потенциала вблизи анода. Это препятствует попаданию вторичных электронов, выбитых из анода, на экранную сетку.

Пентод с прикатодной сеткой — обычный или лучевой пентод, в котором между управляющей сеткой и катодом помещен дополнительный электрод — прикатодная сетка. На прикатодную сетку подается положительный потенциал 6—12 *в* относительно катода. Сильное тормозящее поле в пространстве между прикатодной и управляющей сетками образует у поверхности управляющей сетки электронное облако, служащее источником электронов для цепей анода и экранной сетки

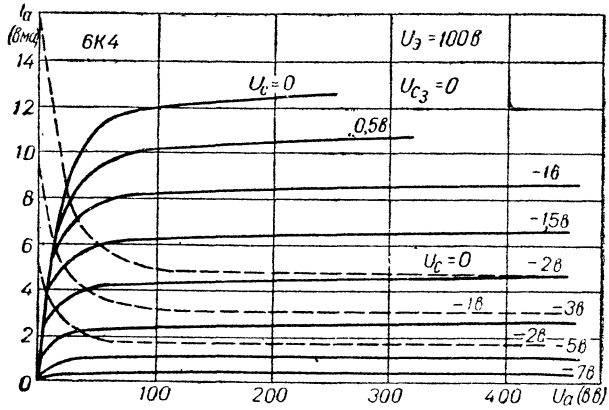


Рис. 134. Характеристики высокочастотного пентода 6К4:
———— анодные; — — — — — экранно-анодные.

и получившее, в связи с этим, название виртуального (фиктивного) катода. Малое расстояние между управляющей сеткой и виртуальным катодом обеспечивает большое значение крутизны лампы, а значительное расстояние между управляющей и прикатодными сетками обусловливает малую входную емкость. Это является причиной высокой добротности[1] (порядка 200—500 *Мгц*) пентодов с прикатодной сеткой.

Пентод со вторичной эмиссией характеризуется наличием дополнительной катодной сетки (динода), обладающей коэффициентом вторичной эмиссии[2] больше единицы. Благодаря этому пентод со вторичной эмиссией обладает высокой крутизной характеристики анодного тока.

---

[1] См. стр. 206.

[2] Коэффициентом вторичной эмиссии называется отношение количества вторичных электронов, выходящих из металла под действием электронной бомбардировки к числу первичных электронов, попадающих на металл.

Параметры тетродов и пентодов. Внутреннее сопротивление (цепи анода)

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \text{ при } U_c = \text{const}, \ U_э = \text{const} \text{ и } U_{cз} = 0 = \text{const}^{1)},$$

где $U_э$ — напряжение на экранной сетке;

$U_{cз}$ — напряжение на пентодной сетке.

Внутреннее сопротивление тетродов и пентодов во много раз больше, чем у триодов, и составляет от сотен тысяч ом до нескольких мегом.

Внутреннее сопротивление цепи экранной сетки

$$R_{эi} = \frac{\Delta U_э}{\Delta I_э} \text{ при } U_c = \text{const}, \ U_a = \text{const} \text{ и } U_{c_з} = 0 = \text{const}^{1)},$$

где $\Delta U_э$ и $\Delta I_э$ — соответственно приращения напряжения и тока экранной сетки.

Коэффициент усиления (управляющей сетки относительно анода)

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} \text{ при } I_a = \text{const}, \ U_э = \text{const} \text{ и } U_{cз} = 0 = \text{const}^{1)}.$$

Коэффициент усиления (управляющей сетки относительно экранной)

$$\mu_э = \frac{\Delta U_э}{\Delta U_c} \text{ при } I_э = \text{const},$$

где $I_э$ — ток экранной сетки.

Крутизна характеристики (анодного тока)

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} \text{ при } U_э = \text{const}, \ U_a = \text{const и } U_{cз} = 0 = \text{const}^{1)}$$

(составляет от единиц до нескольких десятков миллиампер на вольт).

Крутизна характеристики экранного тока

$$S_э = \frac{\Delta I_э}{\Delta U_c} \text{ при } U_э = \text{const и } U_a = \text{const}.$$

Добротность — понятие, служащее для оценки лампы при широкополосном усилении. Добротность $Д$ определяется как произведение максимально возможного коэффициента усиления каскада K на полосу пропускания ΔF и выражается через крутизну S и сумму междуэлектродных емкостей лампы

$$Д = K\Delta F = \frac{S}{C_{вх} + C_{вых}} \ Мгц.$$

---

1) Для пентодов.

Тетроды и пентоды, а также некоторые другие многосеточные лампы выполняются как с короткой сеточной характеристикой (резкая отсечка анодного тока), так и с удлиненной характеристикой (варимю), крутизна которой изменяется в широких пределах в зависимости от выбора рабочей точки.

Лампы с удлиненной характеристикой находят широкое применение, например, в схемах автоматической регулировки усиления (АРУ).

Гексод — шестиэлектродная лампа с четырьмя сетками. Находит применение в качестве смесителя. При этом первая сетка служит для подачи напряжения местного гетеродина, а третья — сигнальная сетка — для подачи входного сигнала. Вторая и четвертая сетки являются экранирующими.

Основными параметрами смесительной лампы являются крутизна преобразования $S_п$, определяемая как отношение составляющей анодного тока промежуточной частоты $\Delta I_{а.п.ч}$ к переменному напряжению на управляющей сетке

$$S_п = \frac{\Delta I_{а.п.ч}}{\Delta U_с},$$

и внутреннее сопротивление по промежуточной частоте, шунтирующее колебательный контур в анодной цепи $R_{i\ п.ч}$.

Гептод (пентагрид) — семиэлектродная лампа с пятью сетками, широко применяющаяся как двухсеточный преобразователь частоты или смеситель. При работе в качестве преобразователя на первых трех электродах лампы монтируется гетеродин, остальные электроды, образующие тетродную (например, в 6А8) или пентодную (например, в 6А7) части лампы, выполняют роль смесителя.

Октод — восьмиэлектродная лампа, являющаяся сочетанием триодной и пентодной частей. Октод, так же как и гептод, применяется в качестве преобразователя.

Комбинированные лампы представляют собой несколько ламп, смонтированных в одном баллоне. Применяются для уменьшения общего числа ламп в радиоустройстве. К такого рода лампам относятся: двойные диод, триод, тетрод, пентод, а также диод-триод, двойной диод-триод, диод-пентод, двойной диод-пентод, триод-пентод, триод-гексод, триод-гептод и др.

Маркировка электронных ламп производится по ГОСТ 5461—50, согласно которому обозначения приемно-усилительных ламп и кенотронов для питания этих ламп состоят из четырех элементов:

первый элемент — число, указывающее напряжение накала в вольтах (округленно);

второй элемент — буква, характеризующая тип лампы:

Д — диод,
Х — двойной диод,
С — триод,
Э — тетрод,
К — пентод с удлиненной характеристикой (варимю),
Ж — пентод с короткой характеристикой,
В — пентод со вторичной эмиссией,
П — выходной пентод и лучевой тетрод,

А — двухсеточный преобразователь частоты,
Г — триод с одним или двумя диодами,
Б — пентод с одним или двумя диодами,
Н — двойной триод,
Ф — триод-пентод,
И — триод-гексод, триод-гептод, триод-октод,
Е — индикатор настройки,
Ц — кенотрон;

третий элемент — число, указывающее порядковый номер типа лампы;

четвертый элемент — буква, характеризующая конструктивное оформление лампы:

С — лампа со стеклянным баллоном,
К — лампа в керамической оболочке,
Ж — лампа типа «желудь»,
Д — лампа с дисковыми выводами (впаями),
Л — лампа с замком в ключе,
П — лампа пальчиковая,
Б — лампа сверхминиатюрная, диаметром 10 *мм*,
А — лампа сверхминиатюрная, диаметром 6 *мм*,
Р — лампа сверхминиатюрная, диаметром 4 *мм*,

без обозначения — лампа с металлическим баллоном.

В табл. 83—88 приведены основные параметры приемно-усилительных ламп и маломощных кенотронов, а в табл. 89 — основные параметры некоторых генераторных ламп с естественным охлаждением, применяющихся в телевизионной и усилительной аппаратуре. Схемы ламп и цоколевки приведены в § 7.

Таблица 83

Диоды

Обозначение лампы	Количество анодов	Накал: Род	Накал: Напряжение (*в*)	Накал: Ток (*а*)	Наибольшая амплитуда обратного напряжения анода (*в*)	Выпрямленный ток (*ма*)	Наибольшая амплитуда тока анода (*ма*)	Емкость между катодом и анодом (*пф*)	Максимальная высота (*мм*)	Диаметр максимальный (*мм*)	Схема лампы и цоколевка
6Д4Ж	1	Косвенный	6,3	0,15	365	⩽4,8	30	1,91	31	29.4[1]	1—1
6Д6А	1	То же	6,3	0,15	450	8÷10	70	3	36[2]	7,2	1—2
6Х2П	2	»	6,3	0,3	450	17	90	3,8	48	19	1—3
6Х6С	2	»	6,3	0,3	465	⩾16	50	4	85	33	1—4
12Х3С	2	»	12,6	0,073	100	2,0	20	0,48	—	—	1—5

[1] С выводами.
[2] Без выводов. Длина выводов 40 *мм*.

Таблица 84

Кенотроны

Обозначение лампы	Количество анодов	Накал			Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Наибольшая амплитуда обратного напряжения (в *в*)	Наибольшая амплитуда тока анода (в *ма*)	Выпрямленный ток (в *ма*)	Высота максимальная (в *мм*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)							
1Ц1С	1	Прямой	0,7	0,185	7,5	15 000	5	0,5	90	32,3	7—1
1Ц7С	1	То же	0,25	0,2	14	30 000	17	2	102	32	7—2
1Ц11П	1	»	0,2	0,2	20	20 000	2	0,3	65	19	7—13
2Ц2С	1	»	2,5	1,75	4,5	12 500	100	6,8	114	40	7—3
5Ц3С	2	»	5	3	0,2	1 700	750	230—250	140	52	7—4
5Ц4М [3]	2	Косвенный	5	2	0,15	1 550	415	133—140	92	33	7—5
5Ц4С	2	То же	5	2	0,15	1 350	375	122—125	115	42	7—5
5Ц8С	2	»	5	5	0,2	1 700	1200	400	134	52	7—10
5Ц9С	2	»	5	3	0,3	1 700	600	190	93,5	45,3	7—10
5Ц12П	1	Прямой	5	0,76	0,50	5 000	350	50	75	22,5	7—11
6Ц4П	2	Косвенный	6,3	0,6	0,25	1 000	300	72—75	62	19	7—6
6Ц5С	2	То же	6,3	0,6	0,25	1 375	300	70—75	75	32,5	7—7
6Ц10П [1]	1	»	6,3	1,05	0,1	4 500 [2]	450	120	75	22,5	7—12
6Ц13П	1	»	6,3	0,95	0,12	1 600	900	120	75	22,5	7—11
6Ц15С	2	»	6,3	1,43	—	1 350	375	62	—	—	7—9
30Ц1М [3]	2	»	30	0,3	0,15	500	500	90	—	—	7—8
30Ц6С	2	»	30	0,3	0,15	500	500	120	115	42	7—9

[1] Имеет повышенную изоляцию между катодом и подогревателем, применяется в качестве демпфера в генераторах строчной развертки. Наибольшее постоянное напряжение между катодом и подогревателем («+» на катоде) 750 *в*, наибольшее импульсное напряжение между катодом и подогревателем («+» на катоде) 4,5 *кв* при продолжительности импульса не более 12 *мксек*.

[2] При продолжительности импульса обратного напряжения 12 *мксек*.

[3] Лампа старого выпуска. Буква М означает малогабаритное оформление.

Триоды, двойные триоды, двойные

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Постоянное смещение на сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)			
2С4С	Выходной триод .	Прямой	2,5	2,5	250	—45	62
4С3С	Триод генераторный	Косвенный	4,4	0,33	100	—4	27,5
6С1Ж	Триод высокой частоты	»	6,3	0,15	250	—7	6,1
6С1П	То же	»	6,3	0,15	250	—7	6,1
6С2С	Триод со средним коэффициентом усиления . . .	»	6,3	0,3	250	—8	9,0
6С3Б	Триод низкой частоты	»	6,3	0,15	270	1,5 *ком*[2])	8,5
6С3П	Триод высокой частоты	»	6,3	0,3	150	—1,6	16
6С4С	Выходной триод	Прямой	6,3	1,0	250	—45	62
6С4П	Триод высокой частоты для схем с заземленной сеткой .	Косвенный	6,3	0,3	150	—1,6	16
6С5С	Триод со средним коэффициентом усиления . . .	»	6,3	0,3	250	—8	8
6С5Д	Триод высокой частоты	»	6,3	0,77	250	—	15
6С6Б	Триод со средним коэффициентом усиления . . .	»	6,3	0,2	120	220 *ом*[2])	9
6С7Б	Триод с большим коэффициентом усиления . . .	»	6,3	0,2	250	400 *ом*[2])	4,5
6С18С	Триод с большой крутизной . . .	»	12,6 или 6,3	3,3 или 6,6	120	—20	550
6С19П	То же	»	6,3	1,0	100	—20	95

Таблица 85

диод-триоды, индикаторы настройки

Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Сопротивление нагрузки (в *ком*)	Выходная мощность (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Максимальный диаметр (в *мм*)	Максимальная высота (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
						входная	выходная	проходная			
5,4	4,15	0,84	2,5	⩾2,8	15	—	—	—	52	140	2—14
3	12,5	4,2	—	0,275	5	—	—	—	32	49,2	2—33
2,25	26	11,6	—	—	1,8	1	0,6	1,4	29,5	35	2—2
2,26	26,2	11,6	—	—	1,8	1,38	1,1	1,35	19	46	2—3
2,55	20,5	8,05	—	—	—	3	4,5	3,8	33	84	2—4
2,2	14,0	6,4	—	—	2,5	2,5	3,9	1,6	10,2	40	2—5
20	50	—	—	—	3	6,5	1,6	3,0	22,5	60	2—23
5,4	4,15	0,84	2,5	⩾2,8	15	—	—	—	52	140	2—1
20	50	—	—	—	—	11,5	3,75	0,17	60	100	2—22
2,2	20	9	—	—	2,5	3	11	2	32,5	84,5	2—4
4,75	—	9	—	—	—	2,35	-0,05	1,3	33	65	2—18
5	25	5	2	—	1,2	3,3	3,5	1,42	10,2	36[7])	2—5
4	66	16,5	—	—	1,3	3,3	3,4	⩽1	10,2	36[7])	2—5
40	2,5	0,06	—	—	60	—	—	—	—	—	2—29
7,5	3,7	0,5	—	—	11	6,5	6	2,5	—	—	2—26

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Постоянное смещение на сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)			
6С20С	Триод для схем стабилизации высокого напряжения	Косвенный	6,3	0,2	25 000	—8	1
12С3С	Триод со средним коэффициентом усиления . . .	»	12,6	0,1	100	—4	27,5
1Н3С	Выходной двойной триод	Прямой	1,2	0,12	120	—5,5	2,5
6Н1П	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	Косвенный	6,3	0,6	250	6000 *ом*[2])	8
6Н2П	Двойной триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,345	250	—1,5	2,3
6Н3П	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0,35	150	240 *ом*[2])	7,7
6Н4П	Двойной триод .	»	6,3	0,3	250	1,3 *ком*[2])	3
6Н5П	То же	»	6,3	0,6	200	600 *ом*[2])	8
6Н5С	Выходной двойной триод . . .	»	6,3	2,5	135	250 *ом*[2])	110
6Н6П	Двойной триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,6	120	—2	30
6Н7С	Выходной двойной триод . . .	»	6,3	0,81	300	—6[6])	7[6]
6Н8С	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0,6	250	—8	9
6Н9С	Двойной триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,3	250	—2	2,3
6Н10С	То же	»	6,3	0,3	250	—2	2

Продолжение табл. 85

Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Сопротивление нагрузки (в *ком*)	Выходная мощность (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Максимальный диаметр (в *мм*)	Максимальная высота (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
						входная	выходная	проходная			
0,25	2000	8000	—	—	25	—	—	—	—	—	2—28
3	12,5	4,1	—	—	5	1,5	0,65	1,15	—	—	2—27
0,8	11	13,75	7	⩾0,4	1	—	—	—	32,3	78	2—15
⩾3,2	35	11	—	—	2	3,8	1,75	1,85	22,5	57	2—7
2	100	50	10[1])	—	1	1,75	1,3	0,72	22,5	57	2—7
⩾4,9	37	7,55	—	—	1,5	2,5	1,4	1,3	22,5	48,5	2—9
1,85	—	21,6	—	—	1,5	1,6	1,4	1,3	22,5	58	2—19
3,5	—	7,7	—	—	2	3	1,5	2,25	22,5	56	2—19
6,7	—	⩽0,46	—	—	13	9,5	5,1	9,5	52	140	2—6
11	20	—	—	2[8])	4,8	4,4	1,9	3,0	22,5	72,5	2—7
3,2[6])	35[6])	11,4[6])	2,5	⩾4,2	6	—	—	—	32,5	83	2—16
2,6	20,5	7,9	—	—	2,75	2,8[3]) 3[4])	0,8[3]) 1,2[4])	3,8[3]) 4[4])	33	85	2—6
1,6	70	44	—	—	1,1	3[3]) 3,4[3])	3,8[3]) 3,2[4])	2,8[3]) 2,8[4])	33	85	2—6
1,3	70	54	—	—	1,1	1,45	0,2	1,9	—	—	2—30

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Постоянное смещение на сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)			
6Н12С	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	Косвенный	6,3	0,9	180	—7	23
6Н13С	Двойной триод .	»	6,3	2,8	90	—30	80±±32
6Н14П	Двойной триод высокой частоты для каскодных схем	»	6,3	0,35	90	—1,3	10,5
6Н15П	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0,45	100	50 *ом*[2])	9
6Н16Б	То же	»	6,3	0,4	100	—2,4	8
6Н17Б	Двойной триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,4	200	—1,2	3,4
12Н4П	То же	»	12,6 или 6,3	0,15 или 0,3	250	—4	3
12Н10С	То же	»	12,6	0,15	250	—2	2
12Н11С	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	12,6	0,15	180	—6,5	7,2
6Г1[1])	Двойной диод-триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0,3	250	—9	9,5
6Г2[1])	Двойной диод-триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,3	250	—2	1,15

Продолжение табл. 85

Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Сопротивление нагрузки (в *ком*)	Выходная мощность (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Максимальный диаметр (в *мм*)	Максимальная высота (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
						входная	выходная	проходная			
6,41	17	2,7	—	—	4,2	—	—	—	—	—	2—6
5	—	<0,4	—	—	13	7	4,2	9	42	140	2—6
6,8	25	—	—	—	1,5	4,9[3]) 2,1[4])	2,9[3]) 1,15[4])	<0,3[3]) <1,8[4])	22,5	60	2—24
5,6	38	6,8	—	—	1,6	2	0,45[3]) 0,4[4])	1,4	19	57	2—10
5,0	25	—	—	—	0,9	2,55	1,65	1,5	10,2	36[7])	2—20
3,8	75	—	—	—	0,9	2,8	1,55	1,6	10,2	36	2—20
1,85	40	22	—	—	1,5	1,6	1,6	1,3	—	—	2—17
1,3	70	54	—	—	1,1	1,5	0,2	2	—	—	2—30
1,9	16	8,5	—	—	1,8	3,2	2,6	3	—		2—32
1,9	16	8,5	10	0,3	2,5	3,6	2,8	2,4	33	67	2—11
1,1	96	91	—	—	—	3,2	3	1,6	33	67	2—11

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Постоянное смещение на сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)			
6Г3 П[1])	Тройной диод-триод	Косвенный	6,3	0,45	250	—3	1
6Г7[1])	Двойной диод-триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,3	250	—3	1,1
12Г1[1])	Двойной диод-триод со средним коэффициентом усиления	»	12,6	0,15	250	—9	9,5
12Г2[1])	Двойной диод-триод с большим коэффициентом усиления	»	12,6	0,15	250	—2	1,15
6Е1П[1])	Оптический индикатор настройки	»	6,3	0,3	250[9])	—2	4
6Е5С[1])	То же	»	6,3	0,3	250[5])	—4	5,3

[1]) Параметры приведены для триодной части лампы.
[2]) Сопротивление в цепи катода каждого триода для автоматического смещения.
[3]) Первого триода.
[4]) Второго триода.
[5]) Напряжение экрана (кратера) 250 *в*, ток экрана 2,9 *ма*.

Продолжение табл. 85

Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Сопротивление нагрузки (в *ком*)	Выходная мощность (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Максимальный диаметр (в *мм*)	Максимальная высота (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
						входная	выходная	проходная			
1,3	63	—	—	—	1	2,0	1,25	2,3	22,5	60	2—13
1,2	70	58	—	—	2	5	3,8	1,4	33	80	2—12
1,9	16	8,5	10	0,3	2,5	3,6	2,8	2,4	33	67	2—11
1,1	96	91	—	—	—	3,2	3	1,6	33	67	2—11
1,2	24	—	—	—	0,2	—	—	—	22,5	75	2—21
1,2	24	20	—	—	—	—	—	—	—	—	2—25

[6]) Анод и сетка первого триода соединены соответственно с анодом и сеткой второго триода.
[7]) Без выводов. Длина выводов 35 *мм*.
[8]) В двухтактной схеме.
[9]) Напряжение экрана (кратера) 250 *в*, ток кратера 5 *ма*.

Пентоды и тетроды для

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Напряжение второй сетки (в *в*)	Постоянное смещение на первой сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)				
0,6Ж6Б	Пентод НЧ	Прямой	0,625	0,02	30	30	0	0,15
2Ж2М	Пентод ВЧ с короткой характеристикой	»	2	0,06	120	70	—1	1
2Ж27Л	То же	»	2,2	0,057	120	45	0	1,9
2Ж27П	»	»	2,2	0,057	120	45	0	1,9
2Ж28Л	»	»	2,3	0,028	120	45	0	1,9
4Ж1Л	»	Косвенный	4,2	0,225	150	75	0	6,8
4Ж5С	»	То же	4	1	160	60	—2	5,4
6Ж1Б	»	»	6,3	0,2	120	120	200 *ом*[2])	7,5
6Ж1Ж	»	»	6,3	0,15	250	100	—3	2,75
6Ж1Л	»	»	6,3	0,15	150	75	—2,35	2
6Ж1П	»	»	6,3	0,175	120	120	200 *ом*[2])	7,5
6Ж2Б	»	»	6,3	0,2	120	120	200 *ом*[2])	5,5
6Ж2П	»	»	6,3	0,175	250	120	200 *ом*[2])	5,5
6Ж3	»	»	6,3	0,3	250	150	—1	10,8
6Ж3П	»	»	6,3	0,3	250	150	200 *ом*[2])	7
6Ж4	»	»	6,3	0,45	300	150	160 *ом*[2])	10,25
6Ж4П	»	»	6,3	0,3	250	100	68 *ом*[2])	11
6Ж5Б	»	»	6,3	0,25	120	120	—2,3	16
6Ж5П	»	»	6,3	0,45	300	150	160 *ом*[2])	10
6Ж6С	»	»	6,3	0,5	250	100	—2,4	10
6Ж7	»	»	6,3	0,3	250	100	—3	2,1
6Ж8	»	»	6,3	0,3	250	100	—3	3

Таблица 86

усиления напряжения

Ток второй сетки (в *ма*)	Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая второй сеткой (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
					входная	выходная	проходная			
<0,1	0,11	900	0,008	—	5	3	0,3	10,2× ×7,2	32[1]	3—15
0,3	0,8	1500	0,5	—	5,75	8	⩽0,02	30	80	3—4
0,5	1,27	700	—	—	5,3	4,9	0,015	32	65,3	3—17
0,5	1	1600	—	—	3	2	0,015	19	51	3—18
0,5	1,2	1800	1	—	5,4	4,85	0,015	32	65,3	3—17
0,7	1,5	1000	2	—	4,0	4,2	0,007	—	—	3—27
3,5	2	—	—	—	11	4,5	0,01	—	—	3—5
⩽3,5	4,8	—	1	0,35	4,8	3,8	0,03	10,2	36[1]	3—9
0,7	1,6	1200	—	—	3,5	3	0,018	29,4	47,6	3—19
0,2	1,5	1000	2	—	4	4,2	0,007	—	—	3—27
⩽3,5	5,2	⩽300	1,8	0,55	4	2,1	⩽0,02	19	48	3—11
⩽6	3,2	—	0,9	0,6	4,9	4,1	⩽0,03	10,2	36	3—10
⩽5,5	3,55	—	1,8	0,85	4,1	2,2	⩽0,02	19	48	3—12
4	4,9	900	3,3	0,7	8,5	7	⩽0,003	33	67	3—6
2	5	500	2,5	0,55	6,5	1,8	⩽0,025	19	57	3—11
2,2	9	—	3,3	0,45	11	5	⩽0,015	33	67	3—7
4,2	4,4	1500	3	0,6	5,5	5	0,035	19	57	3—13
7,5	10	100	2,4	—	8,5	2,2	0,03	—	—	3—9
2,5	9	500	3,2	0,4	10	2,5	⩽0,03	19	57	3—13
2,5	7,5	2000	2,5	0,5	9,5	6,25	⩽0,03	—	—	3—8
0,6	1,2	—	0,8	0,1	7	12	⩽0,005	33	80	3—8
0,8	1,65	—	2,8	0,7	6	7	⩽0,005	33	67	3—7

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Напряжение второй сетки (в *в*)	Постоянное смещение на первой сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)				
6Ж9П	Пентод ВЧ с короткой характеристикой	Косвенный	6,3	0,3	150	150	—1	15,5
6Ж10Б	То же	То же	6,3	0,25	120	120	—1,5	12
6Ж10П	»	»	6,3	0,3	200	100	80 *ом*[2])	6,5
6Ж11П	»	»	6,3	0,44	150	150	50 *ом*[2])	25
6Ж20П[3])	Пентод с катодной сеткой	»	6,3	0,45	150	150	—1,1	18
6Ж21П[4])	То же	»	6,3	0,35	150	150	—1,1	17
6Ж22П[5])	»	»	6,3	0,5	150	150	—1,2	30
6Ж23П	Пентод с двумя раздельными анодами	»	6,3	0,44	150	150	—2	12,5[6])
12Ж1Л	Пентод ВЧ	»	12,6	0,075	150	75	—2,4	6,8
12Ж8	То же	»	12,6	0,15	250	100	—3	3
1К1П	Пентод ВЧ с удлиненной характеристикой	Прямой	1,2	0,06	90	67,5	0	3,5
1К2П	То же	»	1,2	0,03	60	45	0	1,15
2К2М	»	»	2	0,06	120	70	—1	2
6К1Б	»	Косвенный	6,3	0,2	120	120	—1	8
6К1Ж	»	То же	6,3	0,15	250	100	—3	6,7
6К1Л	»	»	6,3	0,15	150	75	—2,4	3
6К1П	»	»	6,3	0,15	250	100	—3	6,7
6К3	»	»	6,3	0,3	250	100	—3	9,25
6К4	»	»	6,3	0,3	250	125	—1	11,8
6К4П	»	»	6,3	0,3	250	100	68 *ом*[2])	11

Продолжение табл. 86

Ток второй сетки (в *ма*)	Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая второй сеткой (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
					входная	выходная	проходная			
5	17,5	150	3	0,75	8,5	3,35	0,02	22,5	51	3—22
8	4,5	—	2,1	1,3	6,5	5,1	0,05	10,2	45[7])	3—10
5,5	9,5	100	3	0,75	8,9	3,9	0,025	22,5	51	3—22
5	29	34	4,9	1,15	14	3,5	0,05	22,5	60	3—22
4	17	—	—	—	8,5	2,5	0,03	22,5	60	3—24
5	17	60	3	0,9	5,0	1,8	0,03	22,5	60	3—21
7,5	30	65	5,5	1,5	9,0	2,4	0,05	22,5	70	3—21
7,5	14	—	2,45	—	14	3,5	0,07	—	—	3—28
0,7	1,5	1000	—	—	4	4,2	0,007	32	69	3—20
0,8	1,65	—	2,8	0,7	6	7	$\leqslant$0,005	33	67	3—7
1,2	$\geqslant$0,66	—	—	—	3,5	7,5	$\leqslant$0,01	19	57	3—14
0,25	0,65	—	0,2	—	3	4,9	$\leqslant$0,01	19	57	3—14
0,6	0,95	1000	0,5	—	5,75	8	$\leqslant$0,02	30	80	3—4
4	4,8	200	1,2	—	4,8	3,8	0,03	10,2	36[1])	3—9
2,7	1,85	450	—	—	3	3	0,01	29,4	47,6	3—19
0,9	1,3	750	1	—	3,85	4,2	0,007	—	—	3—27
2,7	1,85	450	—	—	3,4	3	0,01	19	46	3—11
2,5	2	—	4,4	0,4	6	7	$\leqslant$0,003	33	67	3—7
4,4	4,7	900	3,3	0,7	8,5	7	$\leqslant$0,005	33	67	3—6
4,2	4,4	800	3	0,6	5,5	5	$\leqslant$0,0035	19	57	3—13

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в в)	Напряжение второй сетки (в в)	Постоянное смещение на первой сетке (в в)	Ток анода (в ма)
		Род	Напряжение (в в)	Ток (в а)				
6К7	Пентод ВЧ с удлиненной характеристикой	Косвенный	6,3	0,3	250	100	—3	7
6К9С	Пентод ВЧ с удлиненной характеристикой	То же	6,3	0,3	250	100	—3	9,25
12К3	То же	»	12,6	0,15	250	100	—3	9,25
12К4	»	»	12,6	0,15	250	125	—1	11,8
6В1П[7]	Пентод со вторичной эмиссией	»	6,3	0,4	250	250	—2	26
1Б1П	Диод-пентод	Прямой	1,2	0,06	67,5	67,5	0	1,6[8]
1Б2П	То же	»	1,2	0,03	60	45	0	1
6Б2П	Диод-пентод ВЧ с удлиненной характеристикой	Косвенный	6,3	0,3	250	100	—1,5	6,5
6Б8С	Двойной диод-пентод ВЧ	То же	6,3	0,3	250	125	—3	10
			6,3	0,43	100	—	—2	13
6Ф1П[9]	Триод-пентод	»			170	170	—2	10,5
6Э5П	Тетрод ВЧ	»	6,3	0,6	150	150	—2	45

[1] Без выводов. Длина выводов 35 *мм*.
[2] Сопротивление в цепи катода для автоматического смещения.
[3] Напряжение на катодной сетке 6 *в*, ток катодной сетки 31 *ма*.
[4] Напряжение на катодной сетке 12,6 *в*, ток катодной сетки 35 *ма*.
[5] Напряжение на катодной сетке 12,6 *в*, ток катодной сетки 65 *ма*.
[6] Одного анода.

Продолжение табл. 86

Ток второй сетки (в *ма*)	Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая второй сеткой (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
					входная	выходная	проходная			
1,7	1,45	—	3	0,4	7	12	⩽0,005	33	80	3—8
2,5	2	—	4,4	0,5	4,75	11	⩽0,005	—	—	3—8
2,5	2	—	4,4	0,4	6	7	⩽0,003	33	67	3—7
4,4	4,7	900	3,3	0,7	8,5	7	⩽0,005	33	67	3—6
2,7	29	—	4,5	0,8	9	4,5	0,005	22,5	75	3—26
0,35	0,625	—	—	—	—	—	—	19	57	3—1
0,2	0,55	1200	0,15	—	1,85	2,1	0,27	19	57	3—1
1,6	2	—	—	—	4,2	4,1	⩽0,008	19	57	3—3
2,45	1,35	—	—	—	4	9	⩽0,008	33	80	3—2
4	5	4	1,5	—	3	0,5	2			
	6	400	1,7	0,5	5	3,4	0,025	22,5	60	3—23
12	30,5	—	—	—	15	2,6	0,075	22,5	75	3—16

[7] Напряжение на катодной сетке 150 *в*, ток катодной сетки 15 *ма*.
[8] Ток диода 25 *мка*. Анод диода соединен с положительным концом нити накала через сопротивление 5000 *ом*.
[9] В верхней строчке приведены параметры триода, в нижней — пентода.

Выходные пентоды и

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал: Род	Накал: Напряжение (в *в*)	Накал: Ток (в *а*)	Напряжение анода (в *в*)	Напряжение второй сетки (в *в*)	Постоянное смещение на первой сетке (в *в*)	Ток анода (в *ма*)	Ток второй сетки (в *ма*)
0,6П2Б	Пентод низкой частоты	Прямой	0,625	0,03	30	30	0	0,15	0,04
1П2Б	То же	»	1,25	0,05	45	45	—2	1,1	0,37
1П3Б	»	»	1,25	0,027	45	45	—2	0,75	0,25
1П4Б	»	»	1,25	0,02	45	45	—2	0,6	0,2
2П1П	Лучевой тетрод	»	1,2 2,4	0,12 0,06	90	90	—4,5	9,5	2,2
2П2П	То же	»	1,2	0,06	60	60	—4,1	3	0,6
2П9М	»	»	2	1	250	150	—6	35	1,5
4Ф6С	Выходной пентод низкой частоты	Косвенный	4	1,1	250	250	—16,5	34	6
6Ф6С	То же	То же	6,3	0,7	250	250	—16,5	34	7
6П1П[1])	Лучевой тетрод	»	6,3	0,45	250	250	—12,5	45	⩽7
6П3С	То же	»	6,3	0,9	250	250	—14	72	⩽8
6П6С	»	»	6,3	0,45	250	250	—12,5	45	⩽7,5
6П7С[2])	»	»	6,3	0,9	250	250	—14	72	⩽8
6П9	Телевизионный пентод	»	6,3	0,65	300	150	—3	30	6,5
6П13С	Пентод для схем телевизионных разверток . . .	»	6,3	1,3	200	200	—11	60	5
6П14П	Пентод низкой частоты	»	6,3	0,75	250	250	—6,5	48	5,4
6П15П	Телевизионный пентод	»	6,3	0,75	300	150	—2,6	30	4,2
6П18П	Выходной пентод низкой частоты	»	6,3	0,76	170	170	—6	50	8
6П21С	Лучевой тетрод .	Прямой	6,3	0,75	600	200	—16	36	5
30П1С	Лучевой тетрод .	Косвенный	30	0,3	110	110	—7,5	70	⩽16

[1]) 6П1П — по параметрам аналог выходного лучевого тетрода 6П6С.

[2]) Предназначен для схем телевизионных разверток. Выдерживает кратковременные положительные импульсы анодного напряжения до 6 *кв* и отрицательные импульсы — 1,5 *кв*.

Таблица 87

лучевые тетроды

Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Сопротивление нагрузки (в *ком*)	Выходная мощность (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая второй сеткой (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
							входная	выходная	проходная			
0,15	—	1100	—	—	0,01	—	—	—	—	10× ×7,2[5])	32[4])	3—15
0,5	—	50	50	0,008	0,05	—	—	—	—	10,2× ×7,2[5])	38[4])	3—15
0,425	—	50	50	0,0045	0,05	—	—	—	—	10,2× ×7,2[5])	38[4])	3—15
0,4	—	350	500	0,0035	0,05	0,05	6	3	0,3	10,2× ×7,2[5])	38[4])	3—15
2	—	100	10	0,21	0,85	—	5,5	4	⩽0,5	19	57	5—2
1,1	—	160	15	0,2	0,4	—	3,7	3,8	0,4	19	57	5—2
2,5	100	40	2,5	6	8	—	8,5	8,5	⩽1	36	109	5—1
2,5	200	80	7	2,5	10	2	—	—	—	—	—	5—4
2,5	—	78	7	3,2	10	3,75	7,5	11	⩽0,6	33	83	5—9
4,5	—	50	5	3,8	12	2,5	7,8	5,7	0,95	22,5	72	5—5
6	—	—	2,5	5,4	21	2,75	11	8,2	⩽1	46	109	5—6
4,1	—	52	5	3,6	13,2	2,2	9,5	9,5	⩽0,9	32,3	85	5—6
5,9	8,5[3])	32,5	—	—	20	3,2	11,5	6	⩽0,6	52	145	5—7
11,7	—	80	10	2,4	9	1,5	13	7,5	⩽0,06	33	83	5—8
8,5	8[3])	17	—	—	14	4	18,5	6,5	<0,5	32,8	110	5—10
11,3	31[3])	50	5,2	4,5	12	2	11	7	0,2	22,5	78	5—3
14,5	25[3])	100	10	4,5	12	1,5	13,5	7	0,06	22,5	78	5—13
11	15[3])	23	3	3,0	12	2,5	11,5	6	0,2	22,5	80	5—11
4	—	20	—	—	18	3,5	8,2	6,5	0,15	37	90	5—12
10	—	9	1,8	1,6	7	1,75	19	11	1,5	42	115	5—6

[3]) Для триодного включения (экранирующая сетка соединена с анодом).
[4]) Без выводов. Длина выводов 35 *мм*.
[5]) Лампа овального сечения.

Частотопреобразова

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода (в *в*)	Напряжение экранной сетки[2]) (в *в*)	Постоянное напряжение управляющей сетки[3]) (в *в*)	Ток анода (в *ма*)
		Род	Напряжение (в *в*)	Ток (в *а*)				
1А1П	Гептод-преобразователь	Прямой	1,2	0,06	90	45	0	0,64[1])
1А2П	То же	»	1,2	0,03	60	45	0	0,55
6А7	»	Косвенный	6,3	0,3	250	100	0	3,5[1])
6А8	»	То же	6,3	0,3	250	100	—3	3,3[1])
6А10С	»	»	6,3	0,3	250	100	0	3,5[1])
6А2П	»	»	6,3	0,3	250	100	—1,5	3[1])
6Л7[4])	Гептод-смеситель	»	6,3	0,3	250	100	—3	2,4
6И 1П[5])	Триод-гептод	»	6,3	0,3	250 250	— 100	—10 —2	5 3,2

[1]) В динамическом режиме. Гетеродинная часть лампы работает в трехточечной схеме с сопротивлением в цепи первой сетки для лампы 1А1П — 0,1 *Мом*, для ламп 6А10С, 6А7 и 6А2П — 20 *ком*, для лампы 6А8 — 50 *ком*.

[2]) Соединенные вместе сетки c_2 и c_4 у ламп 1А1П, 6А7, 6А10С, 6А2П 6Л7 и соответственно сетки c_3 и c_5 у лампы 6А8.

[3]) Сигнальная сетка, т. е. третья сетка у ламп 1А1П, 6А7, 6А10С, 6А2П, 6Л7, 6И1П (гептодная часть) и четвертая сетка у лампы 6А8.

[4]) Лампа старого выпуска.

[5]) В верхней строчке даны параметры триодной части, в нижней — гептодной.

§ 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

К числу полупроводниковых приборов относятся селеновые и медно-закисные (купроксные) вентили, кристаллические точечные и плоскостные диоды и триоды, фотосопротивления, термосопротивления и др.

Достоинства полупроводниковых приборов: высокий к. п. д., отсутствие подогрева катода, малые размеры; основной недостаток — существенная зависимость параметров от температуры.

Селеновые выпрямители. Селеновые выпрямители предназначены для выпрямления переменного тока с частотой до 850 *гц* в интервале

Таблица 88

тельные лампы

Ток экранной сетки²) (в *ма*)	Крутизна преобразования (в *ма/в*)	Крутизна гетеродина (в *ма/в*)	Внутреннее сопротивление (в *Мом*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом (в *вт*)	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая экранной сеткой (в *вт*)	Междуэлектродная емкость (в *пф*)			Высота максимальная (в *мм*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
						входная	выходная	проходная			
1,9	0,16¹)	0,825	1,5	—	—	7	7	0,4	57	19	4—1
0,85	0,19	0,5	1,5	0,2	—	5,4	6	0,4	57	19	4—1
9¹)	0,45¹)	4,7	1,0	1,1	1,1	9	10	0,13	67	33	4—3
2,7¹)	0,55¹)	—	0,34	1	0,3	12,5	12,5	0,06	80	33	4—4
9¹)	0,45¹)	4,7	⩾0,3	1,1	1,1	9	10	0,13	80	33	4—3
7¹)	0,47¹)	6	0,1	1	1	7	8,6	0,3	57	19	4—5
7,1	0,38	—	1	1,1	1,5	7,5	11	0,01	80	33	4—6
—	—	3,7	0,006	0,8	—	26	2,3	1,0	78	22,5	4—2
6	0,77	—	1	1,7	—	6,3	7,4	0,006			

температур от — 60 до + 60°. Срок службы выпрямителей не менее 10 000 час.

Выпрямители собираются из отдельных элементов (шайб или таблет). Каждый выпрямительный элемент (шайба или таблета) состоит из алюминиевой основы (ранее использовалась также стальная основа) с нанесенным на ее поверхность слоем кристаллического селена и непосредственно примыкающим к нему катодным слоем из сплава олова и кадмия.

В настоящее время селеновые выпрямительные элементы размерами 15 *мм* и более выпускаются в виде шайб только квадратной или прямоугольной формы. Они набираются в столбики, скрепляемые одной или несколькими шпильками. Селеновые выпрямительные таблеты выпускаются только круглые, диаметром 5 и 7,2 *мм*, заключенные в пластмассовые футляры с выводами.

По допустимому обратному напряжению $U_{обр}$ выпускаемые в настоящее время шайбы разделяются на два типа: первый тип допускает обратное напряжение не более 18 *в*, второй — не более 26 *в*. Ранее выпускались также шайбы с допустимым обратным напряжением 15 *в*.

В зависимости от назначения выпрямительные шайбы собираются в столбики по различным схемам: двухплечный выпрямитель (половина

Таблица 89

Генераторные лампы

Обозначение лампы	Г-807	Г-411	ГУ-13	ГУ-15	ГУ-17	ГУ-32	ГУ-50
Тип лампы	Лучевой тетрод	Пентод	Лучевой тетрод	Лучевой пентод	Лучевой двойной тетрод	Лучевой двойной тетрод	Лучевой пентод
Род накала	Косвенный		Прямой		Косвенный		
Напряжение накала (в *в*)	6,3	10/20[5]	10	4,4	6,3/12,6[5]	6,3/12,6[5]	12,6
Ток накала (в *а*)	0,9	0,6/0,3[5]	5	0,68	0,8/0,4[5]	1,6/0,8[5]	0,765
Время разогрева катода (в сек.)	—	—	—	<5	—	< 180	< 180
Ток эмиссии (в *а*)	>0,35	>0,12	—	—	—	—	> 0,6
Ток катода (в *а*)	—	—	—	<0,085	—	—	0,230
Ток второй сетки (в *ма*)	—	—	—	—	6	< 5,5[9]	—
Напряжение анода (в *в*)	600	400	2000	350	300	400	800
Наибольшее напряжение анода (в *в*)	—	—	2000	400[6]	—	500	3000[12]
Ток анода (в *ма*)	—	—	50 ± 15[1]	—	20[8]	30 ± 12[9]	—
Крутизна характеристики (в *ма/в*)	6	4	4 ± 0,9[2]	4,7	2,8[8]	3,5[10]	4[11]
Напряжение смещения на первой сетке в рабочей точке (в *в*)	—	—	—	—14	—	—	—40 ± 10
Напряжение второй сетки (в *в*)	250	250	400	200	300	250	250
Выходная мощность (в *вт*)	40	20	180[3]	> 12[4]	11	> 14	> 60
Максимальная мощность, длительно рассеиваемая анодом (в *вт*)	25	—	100	15	12[7]	15[7]	40
Максимальная мощность, длительно рассеиваемая второй сеткой (в *вт*)	3,5	2,5	22	4	—	5	5

Максимальная мощность, длительно рассеиваемая первой сеткой (в *вт*)	—	1	—	0,4	—	—	1
Максимальная рабочая частота (в *Мгц*)	60	50	30	60	250	200	120
Входная емкость (в *пф*)	11	9,5	19,5	12	—	9,4	15
Выходная емкость (в *пф*)	7	7,5	17,5	14,5	—	4,8	10,3
Проходная емкость (в *пф*)	0,2	0,3	0,25	0,16	—	0,05	0,1
Высота максимальная (в *мм*) . . .	145	150	191	93,5	80	88	93,5
Диаметр максимальный (в *мм*) . .	51	36	65	45,3	22,5	61	45,3
Рабочее положение			Вертикальное, выводами вниз		Любое	Любое	Вертикальное, выводами вниз
Схема лампы и цоколевка . .	11—4	11—3	11—6	11—1	11—7	11—2	11—5

[1] При напряжении первой сетки 33 *в*.
[2] При токе анода 60 *ма*.
[3] На частоте 30 *Мгц*.
[4] В режиме усиления при напряжении первой сетки 25 *в*, при напряжении возбуждения 26 *в*.
[5] При параллельном и последовательном включениях половин нити подогревателя катода соответственно.
[6] Рабочее, при включении допускается 700 *в*.
[7] Двумя анодами.
[8] Для каждого тетрода.
[9] Для испытываемого тетрода $U_a = 250$ *в*, $U_{c_2} = 135$ *в*, $U_{c_1} = -10$ *в*. Для неиспытываемого тетрода $U_{c_1} = -100$ *в*.
[10] Для каждого тетрода при токе анода 30 *ма*.
[11] При токе анода 50 *ма*.
[12] Пиковое.

моста), выпрямитель со средней точкой (двухполупериодный) и мостовой выпрямитель (см. гл. XV). Выпрямительные таблеты собираются в столбики только по однополупериодной схеме без отводов.

Выводы выпрямителей имеют цветные метки. Значение меток: красная — плюс выпрямленного тока, синяя — минус, желтая — переменный ток или средняя точка выпрямителя.

Маркировка селеновых выпрямителей, собранных из шайб, состоит из трех элементов:

первый элемент — буквы АВС, что означает «алюминиевый выпрямитель селеновый», или ВС — «выпрямитель селеновый» для выпрямителей с ранее выпускавшимися шайбами на стальной основе;

второй элемент — число, обозначающее длину стороны квадратной шайбы или диаметр круглой шайбы в миллиметрах;

третий элемент — номер, присвоенный данному выпрямителю.

Маркировка селеновых выпрямителей, собранных из таблет, состоит из четырех элементов:

первый элемент — буквы АВС, значение которых указано выше;

второй элемент — число, обозначающее среднюю величину выпрямленного тока в миллиамперах;

третий элемент — число, указывающее действующее значение подводимого к выпрямителю переменного напряжения в вольтах;

четвертый элемент — буква «м» — малогабаритный.

Некоторые выпрямители из таблет серии АВС-7 маркируются так же, как и выпрямители из шайб.

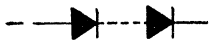
В табл. 90—93 указаны данные выпускаемых в настоящее время селеновых выпрямителей, собранных из элементов размером до 100 *мм* включительно. Пользуясь этими таблицами, можно определить данные имеющегося выпрямителя по его маркировке (ток — по заголовку графы, напряжение — по правой стороне таблицы).

Чтобы определить данные, например, выпрямителя с круглыми шайбами, собранного по мостовой схеме и маркированного АВС-45-60, следует отыскать в табл. 93 графу, озаглавленную АВС-45. В этой графе надо найти строку, в которой значится число 60. Величина среднего значения выпрямленного тока (0,6*а*) определяется непосредственно по заголовку графы. С правой стороны таблицы в этой строке находим, что общее число шайб выпрямителя — 16, в одном плече 4 шайбы, эффективное значение подводимого к выпрямителю переменного напряжения $U_{\sim эфф} = 72$ *в*, среднее значение выпрямленного напряжения $U_{=ср} = 52$ *в*.

Выпускаются два типа пакетных селеновых выпрямителей — АВС-80-260 и АВС-120-270, которые маркируются так же, как выпрямители из таблет. Эти выпрямители собраны по мостовой схеме и широко применяются в приемниках и телевизорах. Они работают в интервале температур от —40 до +40°. Срок службы выпрямителей в нормальных условиях эксплуатации не менее 2000 час. Данные этих выпрямителей приведены в табл. 94.

Полупроводниковые диоды изготовляются из кристаллов германия или кремния. Кремниевые диоды могут работать при более высоких температуре и обратном напряжении, чем германиевые. Существует два типа диодов: точечные и плоскостные. Плоскостные диоды позволяют получить значительно более высокие значения выпрямленных токов, чем точечные.

Таблица 90

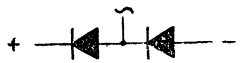


Выпрямители из таблет

АВС-1 Средний выпрямленный ток 1,2 *ма*	АВС-6 Средний выпрямленный ток 6 *ма*	АВС-7 Средний выпрямленный ток 6 *ма*	Напряжение (в *в*)	
			$U_{\sim эфф}$	$U_{=ср}$
Третий и четвертый элементы маркировки				
30 м	30 м	—	30	10,5
60 м	60 м	—	60	21
90 м	90 м	—	90	32
120 м	120 м	—	120	42
150 м	150 м	—	150	53
210 м	210 м	—	210	74
270 м	270 м	—	270	95
330 м	330 м	—	330	117
420 м	420 м	—	420	148
510 м	510 м	—	510	180
600 м	600 м	—	600	212
720 м	720 м	—	720	254
840 м	840 м	—	840	297
1000 м	1000 м	—	1000	355
—	—	3 м	1200	456
—	—	4 м	450	186
—	—	9 м	150	60
—	—	10 м	400	160
—	—	13 м	625	250

Примечание. Наружный диаметр собранного выпрямителя АВС-1—6,1 *мм*; АВС-6 и АВС-7—8,6 *мм*.

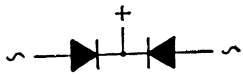
Таблица 91



Двухплечные выпрямители (половина моста)

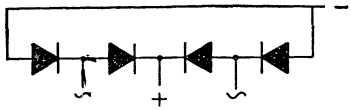
Выпрямители с квадратными шайбами	АВС-15	АВС-21	АВС-30	АВС-40	АВС-60	АВС-75	АВС-90	АВС-100	Количество шайб		Напряжение	
Выпрямители с круглыми шайбами	АВС-18	АВС-25	АВС-35	АВС-45	—	—	—	—	в плече	всего	$U_{\sim эфф}$ (в *в*)	$U_{=ср}$ (в *в*)
Средний выпрямленный ток (в *а*)	0,04	0,075	0,15	0,3	0,6	1,2	1,5	2,0				
	65	48	53	136	8	10	11	33	1	2	30	10
	66	19	61	142	10	12	13	35	2	4	60	21
	67	58	63	144	12	14	15	37	3	6	90	31
	69	49	66	83	14	16	17	39	4	8	120	42
	56	17	22	147	16	18	19	41	5	10	150	52
	70	50	68	150	18	20	21	43	6	12	180	63
	72	61	70	152	20	22	23	45	7	14	210	73
	57	25	72	137	22	24	25	47	8	16	240	84
	58	20	19	138	23	26	27	49	9	18	270	94
	75	18	76	156	24	28	29	50	10	20	300	105
	59	65	54	139	25	30	31	52	11	22	330	115
	46	53	80	159	27	32	33	54	12	24	360	126
	78	66	82	160	28	34	—	—	13	26	390	136
	80	52	84	162	29	36	—	—	14	28	420	147
	82	68	87	164	31	—	—	—	15	30	450	157
	84	70	88	120	33	—	—	—	16	32	480	168

Третий элемент маркировки												
	19	55	58	140	7	9	10	32	1	2	36	13
	18	56	60	125	9	11	12	34	2	4	72	27
	30	57	62	84	11	13	14	36	3	6	108	40
	68	7	65	126	13	15	16	38	4	8	144	54
	27	59	28	79	15	17	18	40	5	10	180	67
	60	4	12	149	17	19	20	42	6	12	216	81
	71	60	15	61	19	21	22	44	7	14	252	94
	73	5	13	154	21	23	24	46	8	16	288	108
	74	62	74	82	3	25	26	48	9	18	324	121
	26	63	16	80	1	27	28	1	10	20	360	135
	76	64	78	65	4	29	30	51	11	22	396	148
	52	21	29	74	26	31	32	53	12	24	432	162
	77	15	21	77	5	33	—	—	13	26	468	175
	79	67	56	161	6	35	—	—	14	28	504	189
	81	54	86	67	30	—	—	—	15	30	540	202
	83	41	57	73	32	—	—	—	16	32	576	216
	300	300	300	300	300	300	300	300	1	2	52	19
	301	301	301	301	301	301	301	301	2	4	104	39
	302	303	302	302	302	302	302	302	3	6	156	58
	303	303	303	303	303	303	303	303	4	8	208	78
	304	304	304	304	304	304	304	304	5	10	260	97
	305	305	305	305	305	305	305	305	6	12	312	117
	306	306	306	306	306	306	306	306	8	16	416	156
	307	307	307	307	307	307	307	307	10	20	520	195
	308	308	308	308	308	308	308	308	12	24	624	234
	309	309	309	309	309	309	—	—	14	28	728	273
	310	310	310	310	310	—	—	—	16	32	832	312



Выпрямители со

Выпрямители с квадратными шайбами	АВС-15	АВС-22	АВС-30	АВС-40	АВС-60
Выпрямители с круглыми шайбами	АВС-18	АВС-25	АВС-35	АВС-45	—
Средний выпрямленный ток (в *а*)	0,075	0,15	0,3	0,6	1,2
Третий элемент маркировки	51 85 311	35 71 311	43 90 311	122 167 311	35 34 311



Выпрямители по

Выпрямители с квадратными шайбами	АВС-15	АВС-22	АВС-30	АВС-40	АВС-60
Выпрямители с круглыми шайбами	АВС-18	АВС-25	АВС-35	АВС-45	—
Средний выпрямленный ток (в *а*)	0,075	0,15	0,3	0,6	1,2
Третий элемент маркировки	86 49 87 44 88 48 91 93 12 13 1 8 10 89 90 92 312 313 314 315 316 317 318 —	24 72 73 22 75 77 79 81 11 13 8 16 74 76 78 80 312 313 314 315 316 317 318 —	92 45 95 97 55 100 24 25 27 93 17 96 23 99 102 104 312 313 314 315 316 317 318 —	169 170 171 172 174 176 68 180 59 78 70 60 69 62 178 64 312 313 314 315 316 317 318 —	37 39 41 43 45 47 49 51 36 38 40 42 44 46 48 50 312 313 314 315 316 317 318 —

Таблица 92

средней точкой

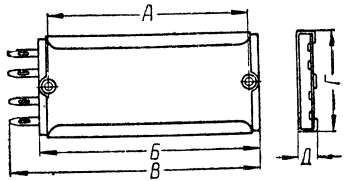
АВС-75	АВС-90	АВС-100	Количество шайб		Напряжение	
—	—	—	в плече	всего	$U_{\sim}$ эфф (в *в*)	$U_{=}$ ср (в *в*)
2,4	3,0	4,0				
38	69	90	1	2	15	5
37	68	89	1	2	18	6
310	309	311	1	2	26	10

Таблица 93

мостовой схеме

АВС-75	АВС-90	АВС-100	Количество шайб		Напряжение	
—	—	—	в плече	всего	$U_{\sim}$эфф (в *в*)	$U_{=}$ ср (в *в*)
2,4	3,0	4,0				
39	70	91	1	4	15	10
41	72	93	2	8	30	20
43	74	95	3	12	45	30
45	76	97	4	16	60	40
47	78	99	5	20	75	50
49	80	101	6	24	90	60
51	—	—	7	28	105	70
—	—	—	8	32	120	80
8	9	23	1	4	18	13
40	71	92	2	8	36	26
42	73	94	3	12	54	39
44	75	96	4	16	72	52
46	77	98	5	20	90	65
48	79	100	6	24	108	78
50	—	—	7	28	126	91
—	—	—	8	32	144	104
311	310	312	1	4	26	19
312	311	313	2	8	52	38
313	312	314	3	12	78	57
314	313	315	4	16	104	76
315	314	316	5	20	130	95
316	315	317	6	24	156	114
—	—	—	8	32	208	152
317	—	—	7	28	182	133

Таблица 94



Пакетные выпрямители

Тип выпрямителя	Габаритные размеры (в *мм*), не более					Номинальные электрические параметры при работе на емкостную нагрузку $C=20$ *мкф*			
	А	*Б*	*В*	*Г*	*Д*	Подводимое эффективное переменное напряжение (в *в*),	Среднее выпрямленное напряжение, (в *в*), не менее	Средний выпрямленный ток (в *ма*)	Допустимый ток нагрузки (в *ма*)
АВС-80-260	80	88	100	40	8	260	285	80	90
АВС-120-270	97	105	118	46	8	270	295	120	130

Примечания: 1. Выпрямители рассчитаны на работу с теплоотводом посредством радиатора. Указанные величины выпрямленных токов допустимы только для этих условий.

2. В аппаратуре на металлическом шасси выпрямитель должен без каких-либо прокладок плотно крепиться непосредственно к шасси, которое в данном случае заменяет радиатор.

3. Разборка выпрямителей не допускается.

На рис. 135 показан один из вариантов конструкции точечного диода, а на рис. 136 — плоскостного.

Типовая вольтамперная характеристика кристаллического диода приведена на рис. 137.

Основные величины, характеризующие полупроводниковый диод: ток в прямом направлении при некотором напряжении на вентиле (обычно $+1$ *в*); обратное напряжение, при котором происходит пробой, т. е. нарушение электрической прочности вентиля; обратный ток при максимальном допустимом рабочем напряжении, которое выбрано меньшим пробивного; среднее значение выпрямленного тока.

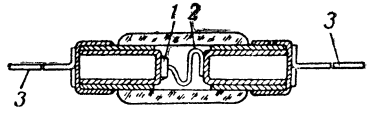


Рис. 135. Точечный диод:
1 — германий; *2* — металлическая пружина; *3* — контактные выводы.

Форма характеристик полупроводниковых диодов и их параметры в большой степени зависят от температуры, что является существенным недостатком этих приборов.

Полупроводниковые триоды, так же как и диоды, выполняются двух типов: точечные и плоскостные.

В настоящее время в усилительной аппаратуре в основном применяются плоскостные триоды. Это обусловлено их преимуществами по сравнению с точечными, в частности, большей стойкостью, меньшим уровнем шумов, более высоким коэффициентом усиления, возможностью получения большей мощности и т. д.

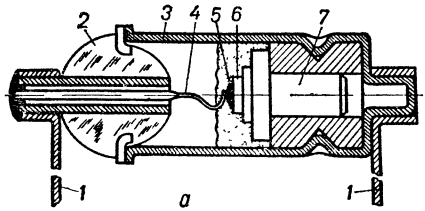


Рис. 136. Конструкция плоскостных германиевых диодов типов от ДГ-Ц21 до ДГ-Ц25:
1 — контактные выводы; *2* — стеклянный изолятор; *3* — корпус; *4* — верхний токосниматель, *5* — индий; *6* — германий; *7* — токосниматель.

Точечный триод (рис. 138) состоит из кристалла германия *Г* и двух остриев *Э* и *К*, касающихся поверхности кристалла на расстоянии 20—50 *мк* одно от другого. Каждое острие образует с кристаллом *Г* обычный выпрямительный контакт с прямой проводимостью от острия к кристаллу. Если между электродом *Э*, называемым эмиттером, и основанием *О* подать напряжение прямой полярности, а между электродом *К*, называемым коллектором, и основанием *О* — обратной полярности, то оказывается, что величина тока коллектора $I_к$ («обратного») находится в прямой зависимости от величины тока эмиттера $I_э$.

Поскольку напряжение на эмиттер подано в прямой полярности, а на коллектор — в обратной, то внутреннее сопротивление в цепи эмиттера оказывается значительно меньшим, чем сопротивление в цепи коллектора, поэтому, несмотря на то, что токи эмиттера $I_э$ и коллектора $I_к$ незначительно отличаются один от другого, удается получить большое усиление по мощности (порядка 100—1000).

Если включить в цепь коллектора нагрузочное сопротивление $R_н$ величиной порядка десятков килоом, а на эмиттер подать переменное

напряжение, то напряжение, развивающееся на сопротивлении $R_н$, окажется значительно бо́льшим, чем то, которое приложено к эмиттеру.

Плоскостной триод состоит из кристалла полупроводника (германия, кремния и др.), имеющего три слоя с различной проводимостью *p*

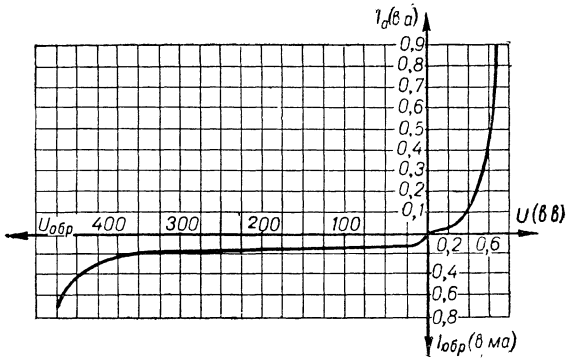


Рис. 137. Типовая вольтамперная характеристика германиевого диода.

и *n*. Проводимость типа *p* создается избыточными носителями положительных зарядов, так называемыми «дырками», образующимися вследствие недостатка электронов в слое. В слое типа *n* проводимость осуществляется избыточными электронами. Таким образом, возможны два типа плоскостных триодов: *p-n-p*, в котором два слоя типа *p* (например, германия) разделены слоем типа *n* (рис. 139, *а*), и *n-p-n*, в котором два слоя типа *n* разделены слоем типа *p*. Толщина среднего слоя обычно очень мала (порядка 0,25 *мк*).

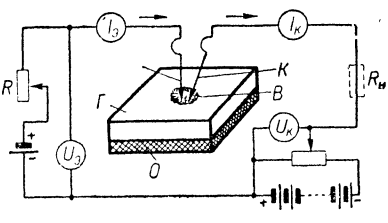


Рис. 138. Схема, поясняющая принцип работы полупроводникового триода.

На рис. 139,*б* приведена схема включения полупроводникового триода типа *p-n-p*. Для триодов *n-p-n* полярность включения батареи должна быть обратной. Токи эмиттера $I_э$ и коллектора $I_к$ также будут течь в противоположных направлениях.

На принципиальных схемах триоды *p-n-p* и *n-p-n* можно отличить по направлению стрелки эмиттера, которое совпадает с направлением тока $I_э$.

На рис. 140 приведены варианты конструкции точечного и плоскостного полупроводниковых триодов.

Параметры полупроводниковых триодов определяются при малых сигналах на выходе и входе, когда триод работает в линейном режиме. В этом случае триод может быть представлен в виде активного линейного четырехполюсника (рис. 141) в различных вариантах включения: с заземленным основанием, с заземленным эмиттером и с заземленным коллектором. Вход-

ные i_1, u_1 и выходные i_2, u_2 токи и напряжения четырехполюсника взаимно связаны. Принимая любую пару этих переменных за независимые, можно получить ту или иную систему уравнений, описывающих четырехполюсник.

Если за независимые переменные приняты токи (система z-параметров), то уравнение четырехполюсника имеет вид:

$$u_1 = i_1 z_{11} + i_2 z_{12};$$
$$u_2 = i_1 z_{12} + i_2 z_{22},$$

где z_{11} и z_{22} — входное и выходное полные сопротивления при разомкнутом выходе и входе соответственно, z_{12} и z_{21} — обратное и прямое полные передаточные сопротивления при разомкнутом выходе и входе соответственно.

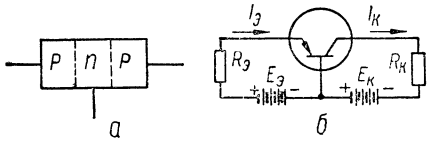


Рис. 139. Схематическое изображение плоскостного полупроводникового триода:

а — схема конструкции; *б* — схема включения триода типа *p-n-p*.

Если за независимые переменные принять напряжения (система y-параметров), то

$$i_1 = u_1 y_{11} + u_2 y_{12};$$
$$i_2 = u_1 y_{12} + u_2 y_{22},$$

где y_{11} и y_{22} — входная и выходная проводимости при короткозамкнутом выходе и входе соответственно: y_{12} и y_{21} — обратная и прямая передаточные проводимости при короткозамкнутом входе и выходе соответственно.

Если за независимые переменные выбираются входной ток и выходное напряжение (система h-параметров), то

$$i_1 = i_1 h_{11} + u_2 h_{22};$$
$$i_2 = i_1 h_{21} + u_2 h_{22},$$

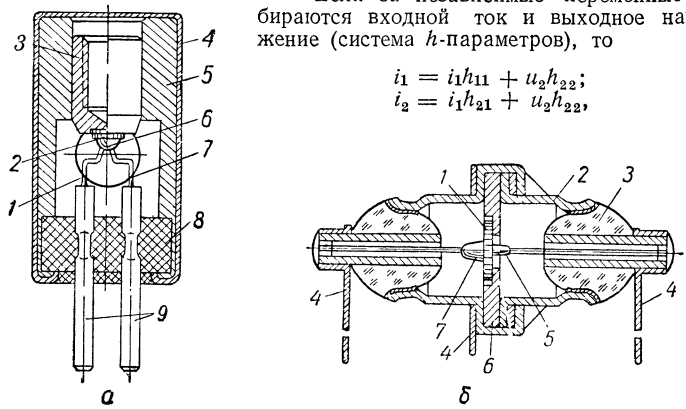


Рис. 140. Конструкции полупроводниковых триодов:

а —точечного; *1* — эмиттер (индий); *2*—основание (германий); *3*— держатель; *4* —кожух; *5* — корпус; *6* — заполнитель; *7* — коллектор (индий); *8* — втулка, *9* — контактные выводы; *б* — плоскостного; *1*— основание (германий); *2* —корпус; *3* — стеклянный изолятор; *4* — контактные выводы; *5* — эмиттер (индий); *6* — держатель; *7* — коллектор (индий).

где h_{11} и h_{22} — входное сопротивление и выходная проводимость при закороченном разомкнутом входе соответственно;

h_{12} — отношение напряжения на входе к напряжению на выходе при разомкнутом входе;

h_{21} — отношение тока на выходе к току на входе при закороченном выходе.

При расчете схем с полупроводниковыми триодами применяются все три системы параметров.

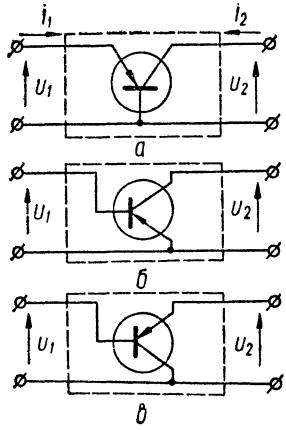


Рис. 141. Изображение полупроводникового триода в виде четырехполюсника:
а — с заземленным основанием;
б — с заземленным эмиттером;
в — с заземленным коллектором.

Система *z*-параметров

На рис. 142 приведена Т-образная эквивалентная схема полупроводникового триода с заземленным основанием.

Эта схема справедлива для области низких частот, так как реактивные элементы в ней не учтены. На рисунке:

$r_э$ — прямое сопротивление участка эмиттер — основание;

$r_к$ — обратное сопротивление участка коллектор — основание;

r_0 — сопротивление части кристалла, образующего основание.

Сопротивление эквивалентного генератора $r_г$ определяется как отношение э. д. с. эквивалентного генератора $e_г$ к току эмиттера $i_э$:

$$r_г = \frac{e_г}{i_э}.$$

Характеристические сопротивления в системе *z*-параметров измеряют в режиме холостого хода (по переменному току), поэтому ее часто называют системой параметров холостого хода. Для полного описания свойств полупроводникового триода в области низких частот достаточно определить четыре его основных параметра:

$$z_{11} = r_{11};\ z_{22} = r_{22};\ z_{12} = r_{12};\ z_{21} = r_{21}.$$

Входное сопротивление

$$r_{11} = \frac{u_1}{i_1}$$

измеряется при разомкнутом выходе (рис. 143,*а*) и обычно составляет 50 ÷ 100 *ом*.

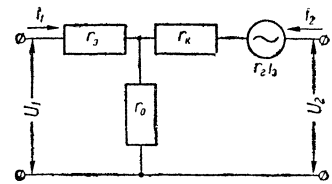


Рис. 142. Эквивалентная схема полупроводникового триода с заземленным основанием.

Сопротивление обратной связи

$$r_{12} = \frac{u_1}{i_2}$$

измеряется при разомкнутом входе (рис. 143,*б*) и обычно равно 50 ÷ 300 *ом*.

Прямое проходное сопротивление

$$r_{21} = \frac{u_2}{i_1}$$

измеряется при разомкнутом выходе (рис. 143, *в*) и для точечных триодов имеет порядок 30 *ком*, для плоскостных — 1 *Мом* и более.

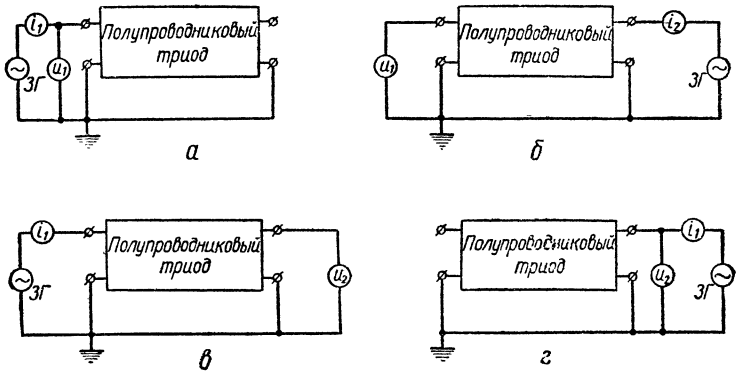


Рис. 143. Схемы измерения z-параметров триода.

Выходное сопротивление

$$r_{22} = \frac{u_2}{i_2}$$

измеряется при разомкнутом входе (рис. 143,*г*) и для точечных триодов имеет порядок 30 *ком*, для плоскостных — 1 *Мом*.

Соотношение между z-параметрами триода и элементами эквивалентной схемы (рис. 142):

$$r_{11} = r_э + r_о;$$
$$r_{12} = r_о;$$
$$r_{21} = r_2 + r_о;$$
$$r_{22} = r_к + r_о.$$

Измерять параметры триода следует при определенном режиме по постоянному току, так как их величина зависит от режима работы. На электроды, которые должны быть в процессе измерений разомкнуты по переменному току, питающие напряжения подаются через разделительные дроссели, индуктивное сопротивление которых на применяемой при измерениях частоте в 30—50 раз больше сопротивления той цепи триода, где требуется создать режим холостого хода. Это условие сравнительно легко осуществить при исследовании точечных триодов. Для плоскостных триодов, выходное сопротивление которых велико, создать режим холостого хода весьма затруднительно. Поэтому на практике применяются другие системы параметров триодов.

Система y-параметров

Если полупроводниковый триод представить в виде П-образной эквивалентной схемы четырехполюсника (рис. 144), параметры его удобнее всего выразить в виде полных проводимостей y. В отличие от z-параметров y-параметры определяются в режиме короткого замыкания. В области низких частот параметры триода будут определяться активной составляющей проводимости.

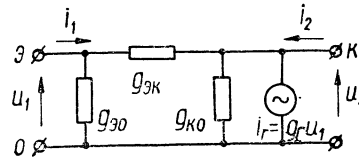


Рис. 144. Эквивалентная П-образная схема полупроводникового триода, включенного по схеме с заземленным основанием.

На рис. 144 обозначены активные проводимости $g_{э\text{-}о}$ — между эмиттером и основанием; $g_{э\text{-}к}$ — между эмиттером и коллектором; $g_{к\text{-}о}$ — между коллектором и основанием.

Усилительные свойства триода отображаются посредством генератора, развивающего ток

$$i_г = g_г u_1.$$

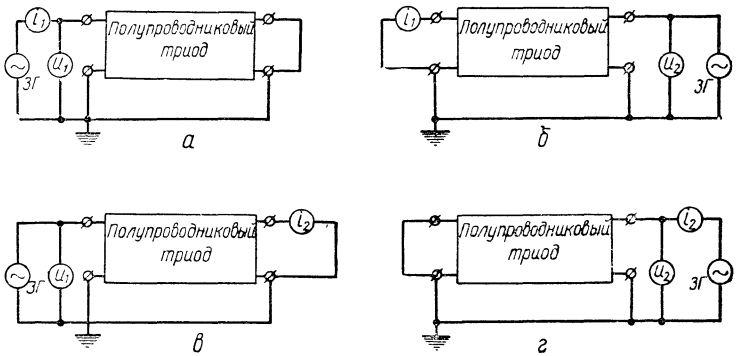


Рис. 145. Схемы измерения y-параметров триода.

Свойства триода характеризуют такие параметры:

Входная проводимость

$$g_{11} = \frac{i_1}{u_1}$$

измеряется при замкнутом выходе (рис. 145,*а*). Ее величина составляет обычно около 0,025 *мо*.

Проводимость обратной связи

$$g_{12} = \frac{i_1}{u_2}$$

измеряется при закороченном входе (рис. 145,*б*). Чем меньше эта проводимость, тем слабее паразитная обратная связь в триоде.

g_{12} составляет для плоскостных триодов около 10^{-6} *мо*.

Проходная проводимость

$$g_{21} = \frac{i_2}{u_1}$$

определяется при закороченном выходе (рис. 145 ,*в*). Для плоскостных триодов $g \approx 0{,}03$ *мо*.

Выходная проводимость

$$g_{22} = \frac{i_2}{u_2}$$

определяется при закороченном входе (рис. 145,*г*), составляет для плоскостных триодов около 10^{-6} *мо*.

Связь параметров триода с элементами его эквивалентной схемы (рис. 144):

$$g_{11} = g_{э\text{-}о} + g_г;$$
$$g_{12} = -g_{э\text{-}к};$$
$$g_{21} = -g_г;$$
$$g_{22} = g_{э\text{-}о} + g_{к\text{-}о}.$$

Система *y*-параметров удобна для измерения параметров плоскостных триодов, так как при этом не нужно создавать режима холостого хода. Чтобы создать режим короткого замыкания по переменному току, выход шунтируется емкостью в несколько десятков микрофарад.

Недостаток системы *y*-параметров — трудность измерения величины g_{12}, связанная с необходимостью создания режима короткого замыкания на входе триода. При этом благодаря малому входному сопротивлению для осуществления короткого замыкания требуется емкость порядка нескольких тысяч микрофарад.

Система *h*-параметров или смешанная система

Соответствующая этой системе эквивалентная схема приведена на рис. 146. Свойства триода характеризуют такие параметры:

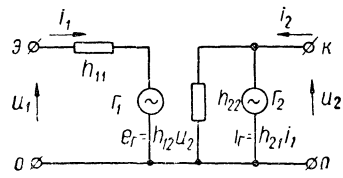


Рис. 146. Эквивалентная схема триода, включенного по схеме с заземленным основанием, для системы *h*-параметров.

Входное сопротивление триода

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}$$

измеряется при коротком замыкании его выхода (рис. 147,*а*) и составляет около 30—50 *ом*.

Обратный коэффициент усиления по напряжению

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}$$

измеряется при разомкнутом входе (рис. 147,*б*) и составляет около $(3 \div 5)10^{-5}$.

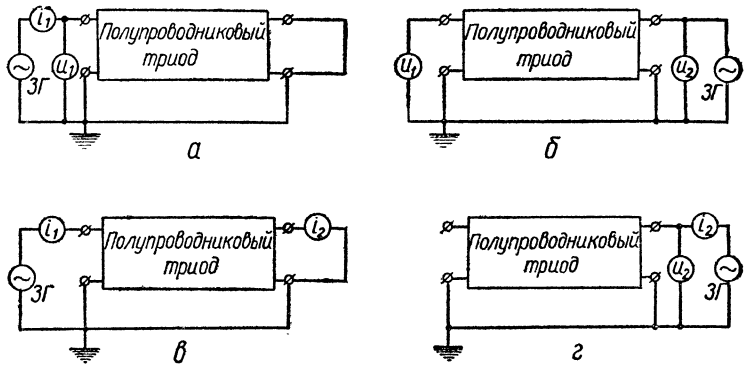


Рис. 147. Схемы измерения h-параметров триода.

Коэффициент усиления триода по току взятый с обратным знаком,

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$$

измеряется в режиме короткого замыкания на выходе (рис. 147,*в*); обычно в схемах с заземленным основанием обозначается через (—α). Для точечных триодов в схеме с заземленным основанием α лежит в пределах 2÷2,5, а для плоскостных — 0,9÷0,99.

Выходная проводимость триода

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$$

измеряется в режиме холостого хода на входе (рис. 147, *г*)

Смешанная система наиболее удобна для определения параметров триода. Однако для расчетов целесообразнее применять систему y-параметров, которые более близки параметрам эквивалентной схемы электронной лампы.

Соотношения между параметрами четырехполюсников:

$$r_{11} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{22}}; \qquad y_{11} = \frac{1}{h_{11}};$$

$$r_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}; \qquad y_{12} = \frac{h_{12}}{h_{11}};$$

$$r_{21} = \frac{h_{21}}{h_{22}}; \qquad y_{21} = \frac{1}{h_{11}h_{21}};$$

$$r_{22} = \frac{1}{h_{22}}; \qquad y_{22} = \frac{1}{h_{11}(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}.$$

Элементы эквивалентной Т-образной схемы при заземленном основании (рис. 141) связаны с h-параметрами следующими соотношениями:

$$r_э = h_{11} - \frac{h_{12}}{h_{22}}(1 + h_{21}); \qquad h_{11} \approx r_э + r_о\,(1 - \alpha);$$

$$r_о = \frac{h_{12}}{h_{22}}; \quad r_к = \frac{1}{h_{22}}; \qquad h_{12} = \frac{r_о}{r_к};$$

$$\alpha = \frac{r_г}{r_к} \approx -h_{21}; \qquad h_{21} = -\alpha; \; h_{22} = \frac{1}{r_к}.$$

Если известны h-параметры для схемы с заземленным основанием, то легко путем пересчета получить h'-параметры для схемы с заземленным эмиттером и h''-параметры для схемы с заземленным коллектором:

$$h'_{11} \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}; \qquad h''_{11} \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

$$h'_{12} \approx \frac{h'_{11}h'_{22} - h_{12}(h'_{21} + 1)}{1 + h_{21}}; \qquad h''_{12} \approx 1;$$

$$h'_{21} \approx -\frac{h_{21}}{1 + h_{21}}; \qquad h''_{21} \approx -\frac{1}{1 + h_{21}};$$

$$h'_{22} \approx \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}; \qquad h''_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}.$$

Иногда удобнее (в частности при определении параметров по характеристикам) определить h'-параметры. В этом случае h-и h''-параметры можно определить по формулам:

$$h_{11} \approx \frac{h'_{11}}{1 + h'_{21}}; \qquad h''_{11} = h'_{11};$$

$$h_{12} \approx \frac{h'_{11}h'_{22} - h'_{12}(h'_{21} + 1)}{1 + h'_{21}}; \qquad h''_{12} \approx 1;$$

$$h_{21} \approx \frac{-h'_{21}}{1 + h'_{21}}; \qquad h''_{21} \approx -(1 + h'_{21});$$

$$h_{22} \approx \frac{h'_{22}}{1 + h'_{21}}; \qquad h''_{22} \approx h'_{22}.$$

Режим триода по параметрам эквивалентных схем можно рассчитывать при малых уровнях сигналов.

Если триод работает при больших сигналах, например, в оконечных каскадах усилителей низкой частоты, следует пользоваться графическими методами расчета, позволяющими учитывать нелинейность характеристик.

Полупроводниковый триод характеризуется семействами входных и выходных статических характеристик. На рис. 148 *а, б* приведены статические характеристики для схемы с заземленным основанием, из которых можно определить h-параметры триода:

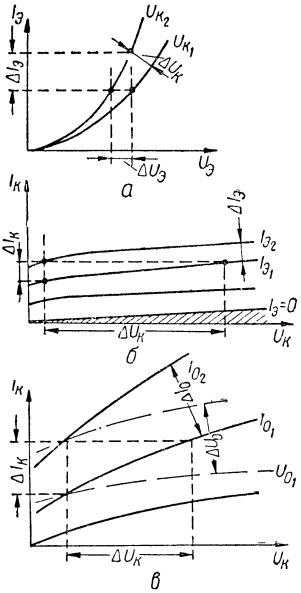


Рис. 148. Статические характеристики полупроводникового триода:

а — входная для схемы с заземленным основанием; *б* — выходная для схемы с заземленным основанием; *в* — статическая для схемы с заземленным эмиттером.

$$h_{11} \approx \frac{\Delta U_э}{\Delta I_э} \text{ при } U_к = \text{const};$$

$$h_{12} \approx \frac{\Delta U_э}{\Delta U_к} \text{ » } I_к = \text{const};$$

$$h_{21} \approx \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} \text{ » } U_к = \text{const};$$

$$h_{22} \approx \frac{\Delta I_к}{\Delta U_к} \text{ » } I_э = \text{const}.$$

Точность определения h-параметров по этим характеристикам невелика вследствие тесного расположения входных характеристик для различных значений $U_к$ и очень малого угла наклона коллекторных характеристик в схеме с заземленным основанием.

Значительно бо́льшую точность можно получить при определении h'-параметров, используя более круто идущие характеристики для схемы с заземленным эмиттером. Схематично эти характеристики показаны на рис. 148,*в*

$$h'_{11} = \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} \text{ при } U_к = \text{const};$$

$$h'_{12} = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_к} \text{ » } I_0 = \text{const};$$

$$h'_{21} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_0} \text{ при } U_к = \text{const}; \qquad h'_{22} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_к} \text{ при } I_0 = \text{const}.$$

Большое сходство характеристик для схемы с заземленным эмиттером с характеристиками электронных ламп позволяет в некоторых случаях использовать методы расчета ламповых схем для расчета устройств на полупроводниковых триодах. Ниже дается связь между «ламповыми» и y-параметрами триода.

Крутизна

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_к} = g_{21}.$$

Внутреннее сопротивление

$$R_i = \frac{\Delta U_к}{\Delta I_к} = \frac{1}{g_{22}}.$$

Крутизна характеристики тока основания

$$S_о = \frac{\Delta I_о}{\Delta U_о} = g_{11}.$$

Указания по эксплуатации полупроводниковых приборов. Не следует превышать предельно допустимые значения напряжений, токов и мощности, рассеиваемой коллектором, во всех статических, динамических и неустановившихся режимах (например, при переключениях). Даже кратковременная перегрузка триода приводит к перегреву контактов и ухудшению его параметров. При включении первым необходимо соединять контакт основания. Предельная допустимая температура окружающей среды 50°.

Кристаллические приборы не должны размещаться вблизи нагревающихся деталей. Желательно иметь хороший теплоотвод от корпуса прибора. Пайка и изгиб выводов плоскостных триодов и диодов допускается на расстоянии не менее 10 *мм* от корпуса. Для пайки применяется припой с температурой плавления не свыше 150°.

Маркировка полупроводниковых приборов производится в соответствии с ГОСТ 5461—56. Условные обозначения полупроводниковых приборов могут состоять из двух или трех элементов.

Первый элемент:

Д — диоды;

С — точечные триоды (тетроды и др.);

П — плоскостные триоды (тетроды и др.).

Второй элемент — число, указывающее порядковый номер типа прибора, устанавливается по следующим признакам:

Диоды

Точечные германиевые для работы в обычных температурных условиях — номера от 1 до 100.

Точечные кремниевые для работы при повышенной температуре — номера от 101 до 200.

Плоскостные кремниевые для работы при повышенной температуре — номера от 201 до 300.

Плоскостные германиевые для работы в обычных температурных условиях — номера от 301 до 400.

Кремниевые стабилитроны — номера от 801 до 900.

Выпрямительные столбы для работы в обычных температурных условиях — номера от 1001 до 1100.

Триоды

Маломощные германиевые для работы в обычных температурных условиях — номера от 1 до 100.

Маломощные кремниевые для работы при повышенных температурах — номера от 101 до 200.

Выходные германиевые для работы в обычных температурных условиях — номера от 201 до 300.

Выходные кремниевые для работы при повышенных температурах — номера от 301 до 400.

Третий элемент — буква, указывающая разновидность типа прибора. Для полупроводниковых приборов, не имеющих разновидностей типа, третий элемент условного обозначения не указывается.

В табл. 95 и 96 приведены параметры ранее изготовлявшихся, но еще применяющихся, а в табл. 97 и 100 — выпускаемых в настоящее время полупроводниковых диодов и стабилитронов. В табл. 98 и 99 даны параметры полупроводниковых триодов.

Таблица 95

Точечные германиевые диоды старых выпусков [1])

Обозначение	Максимально допустимое обратное рабочее напряжение (в *в*)	Максимальное обратное пробивное напряжение (в *в*)	Максимальный прямой ток при напряжении 1 *в* (в *ма*)	Максимальный обратный ток при различных рабочих напряжениях		Среднее значение выпрямленного тока (в *ма*[2])
				Напряжение (в *в*)	Ток (в *ма*)	
ДГ-Ц 1	50	60	2,0	—50	1,00	16
ДГ-Ц 2	50	75	5,0	—50	0,50	16
ДГ-Ц 3	50	75	2,5	—50	0,10	16
ДГ-Ц 4	75	100	5,0	—75	0,80	16
ДГ-Ц 5	75	100	2,0	—75	0,25	16
ДГ-Ц 6	100	125	5,0	—100	0,80	16
ДГ-Ц 7	100	125	2,0	—100	0,25	16
ДГ-Ц 8	30	50	10,0	—30	0,50	25
ДГ-Ц 9	30	45	10,0	—10	0,10	16
ДГ-Ц10	30	45	5,0	—10	0,06	16
ДГ-Ц12	30	45	5,0	—10	0,50	16
ДГ-Ц13	30	45	1,0	—10	0,25	16
ДГ-Ц15	150	170	1,5	—150	0,80	8
ДГ-Ц16	150	180	1,5	—150	0,25	8
ДГ-Ц17	150	220	1,5	—200	0,80	8

[1]) Параметры измеряются при температуре окружающего воздуха $+20 \pm 5°$.

[2]) В однофазной однополупериодной схеме без шунтирующей емкости для режима длительной нагрузки.

Таблица 96

Плоскостные германиевые диоды старых выпусков

Обозначение	Средний выпрямленный ток (в *ма*)	Максимально допустимое обратное рабочее напряжение при различной температуре окружающего воздуха (в *в*)			Эффективное значение подводимого переменного напряжения при 20° (в *в*)	Прямое падение напряжения при номинальном выпрямленном токе (в *в*)	Обратный ток при номинальном подводимом напряжении (в *ма*)	Верхняя граница рабочей частоты (в *кгц*)
		20°	50°	70°				
ДГ-Ц21	300	50	35	—	35	0,5	0,5	50
ДГ-Ц22	300	100	65	20	70	0,5	0,5	50
ДГ-Ц23	300	150	90	37	105	0,5	0,5	50
ДГ-Ц24	300	200	120	56	140	0,5	0,5	50
ДГ-Ц25	100	300	200	80	210	0,3	0,3	50
ДГ-Ц26	100	350	235	100	250	0,3	0,3	50
ДГ-Ц27	100	400	285	120	285	0,3	0,3	50

Полупроводни

Обозначение	Основное назначение	Минимальная амплитуда обратного пробивного напряжения (в *в*)	Максимально допустимое обратное рабочее напряжение (в *в*)	Прямой ток	
				не менее (в *ма*)	при напряжении (в *в*)
Д1А	Детектирование и выпрямление переменного тока при температурах от —60 до +70°	40	20	2,5	1
Д1Б		45	30	1	1
Д1В		45	30	7,5	1
Д1Г		75	50	5	1
Д1Д		110	75	2,5	1
Д1Е		150	100	1	1
Д1Ж		150	100	5	1
Д2А	Работа в измерительных и других схемах и индикаторах уровня при температурах от —60 до +70°	15	10	50	1
Д2Б		45	30	5	1
Д2В		60	40	10	1
Д2Г		100	75	2	1
Д2Д		100	75	5	1
Д2Е		150	125	2	1
Д2Ж		200	175	2	1
Д2И		150	125	2	1
Д7А	Выпрямление переменного тока при температурах от —60 до +70°	75	50	300	0,5
Д7Б		150	100	300	0,5
Д7В		175	150	300	0,5
Д7Г		300	200	300	0,5
Д7Д		450	300	100	0,3
Д7Е		525	350	100	0,3
Д7Ж		600	400	100	0,3

Таблица 97

ковые диоды[1)]

Обратный ток		Среднее значение выпрямленного тока, (в *ма*), не более	Предельная рабочая частота (в *Мец*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Длина максимальная (в *мм*)	Емкость между выводами (при обратном напряжении на диоде) (в *пф*)	Прямое падение напряжения (в *в*) при среднем выпрямленном токе
не более (в *ма*)	при напряжении (в *в*)						
0,25	—10	16	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—25	16	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—25	25	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—50	16	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—75	16	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—100	12	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—100	12	150	3,5	9,5	—	—
0,25	—7	50	150	5	16	1	—
0,1	—10	16	150	5	16	1	—
0,25	—30	25	150	5	16	1	—
0,25	—50	16	150	5	16	1	—
0,25	—50	16	150	5	16	1	—
0,25	—100	16	150	5	16	1	—
0,25	—150	8	150	5	16	1	—
0,25	—100	50	150	5	16	1	—
1	—50	300	0,05	11,2	17,5	1	—
1	—100	300	0,05	11,2	17,5	1	—
1	—150	300	0,05	11,2	17,5	1	—
1	—200	300	0,05	11,2	17,5	1	—
1	—300	100	0,05	11,2	17,5	1	—
1	—350	100	0,05	11,2	17,5	1	—
1	—400	100	0,05	11,2	17,5	1	—

Обозначение	Основное назначение	Минимальная амплитуда обратного пробивного напряжения (в *в*)	Максимально допустимое обратное рабочее напряжение (в *в*)	Прямой ток	
				не менее (в *ма*)	при напряжении (в *в*)
Д9А	Детектирование и выпрямление переменного тока при температурах от —60 до +70°	—	10	10	1
Д9Б		—	10	90	1
Д9В		—	30	10	1
Д9Г		—	30	30	1
Д9Д		—	30	60	1
Д9Е		—	50	30	1
Д9Ж		—	100	10	1
Д10	Работа в схемах ограничителей при температурах от —60 до +70°	20	10	3	1,5
Д10А		20	10	5	1,5
Д10Б		20	10	8	1,5
Д11		40	30	5 100	0,5 1
Д12		75	50	2 50	0,5 1
Д12А		75	50	2 100	0,5 1
Д13		100	75	5 100	0,5 1
Д14		125	100	2 30	0,5 1
Д14А		125	100	5 100	0,5 1
Д101[3])	Работа в различных радиосхемах при повышенной температуре (от —60 до +150°)	200	100 75	2	2
Д101А[3])		200	100 75	1	1
Д102[3])		200	75 50	2	2
Д102А[3])		200	75 50	1	1
Д103[3])		200	30 30	2	2
Д103А[3])		200	30 30	1	1

Продолжение табл. 97

Обратный ток		Среднее значение выпрямленного тока, (в *ма*) не более	Предельная рабочая частота (в *Мгц*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Длина максимальная (в *мм*)	Емкость между выводами (при обратном напряжении на диоде) (в *пф*)	Прямое падение напряжения (в *в*) при среднем выпрямленном токе
не более (в *ма*)	при напряжении (в *в*)						
0,25	— 10	25	40	3,5	9,5	1	—
0,25	— 10	40	40	3,5	9,5	1	—
0,25	— 30	20	40	3,5	9,5	1	—
0,25	— 30	25	40	3,5	9,5	1	—
0,25	— 30	30	40	3,5	9,5	1	—
0,25	— 50	20	40	3,5	9,5	1	—
0,25	—100	15	40	3,5	9,5	1	—
0,1	— 10	3	100	5	16	1	—
0,2	— 10	5	100	5	16	1	—
0,2	— 10	8	100	5	16	1	—
0,25	— 30	20	150	5	16	1	—
0,1	— 10						
0,25	— 50	20	150	5	16	1	—
0,07	— 10						
0,25	— 50	20	150	5	16	1	—
0,05	— 10						
0,25	— 75	20	50	5	16	1	—
0,05	— 10						
0,25	—100	20	150	5	16	1	—
0,07	— 10						
0,25	—100	20	до 150	5	16	1	—
0,07	— 10						
0,03	—100	50	600	5	16	0,5	—
0,01	— 75	25					
0,03	—100	75	600	5	16	0,5	—
0,01	— 75	50					
0,03	— 75	50	600	5	16	0,5	—
0,01	— 50	25					
0,03	— 75	75	600	5	16	0,5	—
0,01	— 50	50					
0,03	— 30	50	600	5	16	0,5	—
0,1	— 30	25					
0,03	— 30	75	600	5	16	0,5	—
0,1	— 30	50					

Обозначение	Основное назначение	Минимальная амплитуда обратного пробивного напряжения (в *в*)	Максимально допустимое обратное рабочее напряжение (в *в*)	Прямой ток	
				не менее (в *ма*)	при напряжении (в *в*)
Д104[3])	Работа в различных радиосхемах при повышенной температуре (от —60 до +150°)	200	100 75	2	2
Д104А[3])		200	100 75	1	1
Д105[3])		200	75 50	2	2
Д105А[3])		200	75 50	1	1
Д106[3])		200	30 30	2	2
Д106А[3])		200	30 30	1	1
Д202	Выпрямление переменного тока при повышенной температуре	—	100	—	—
Д203		—	200	—	—
Д204		—	300	—	—
Д205		—	400	—	—
Д302		—	200	—	—
Д303		—	150	—	—
Д304		—	100	—	—
Д305		—	50	—	—
Д1001	Выпрямительный столб. Диапазон рабочих температур от —60 до + 70°	5000	2000	100	6,5
Д1001А		3000	1000	100	3,5
Д1002		5000	2000	300	7,5
Д1002А		3000	1000	300	4
Д1003А		3000	500	300	2

[1]) Параметры, кроме оговоренных случаев, приводятся при температуре 20 ± 5°.

[2]) Амплитуда переменного напряжения.

[3]) Первая строка для рабочей температуры +20°; вторая — для +125°.

Продолжение табл. 97

Обратный ток		Среднее значение выпрямленного тока, (в *ма*) не более	Предельная рабочая частота (в *Мгц*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Длина максимальная (в *мм*)	Емкость между выводами (при обратном напряжении на диоде) (в *пф*)	Прямое падение напряжения (в *в*) при среднем выпрямленном токе
не более (в *ма*)	при напряжении (в *в*)						
0,03	—100	50	600	3,5	10	0,5	—
0,01	— 75	25					
0,03	—100	75	600	3,5	10	0,5	—
0,075	— 75	50					
0,03	— 75	50	600	3,5	10	0,5	—
0,1	— 50	25					
0,03	— 75	75	600	3,5	10	0,5	—
0,1	— 50	50					
0,03	— 30	50	600	3,5	10	0,5	—
0,1	— 30	25					
0,03	— 30	75	600	3,5	10	0,5	—
0,1	— 30	50					
0,5	100[2])	400	—	—	—	—	1
0,5	200[2])	400	—	—	—	—	1
0,5	300[2])	400	—	—	—	—	1
0,5	400[2])	400	—	—	—	—	1
1	200[2])	1 000	—	—	—	—	0,25
1	150[2])	3 000	—	—	—	—	0,3
3	100[2])	5 000	—	—	—	—	0,3
3	50[2])	10 000	—	—	—	—	0,35
0,15	2000[2])	100	0,02	15 × 25	70	—	6,5
0,15	1000[2])	100	0,02	15 × 25	70	—	3,5
0,3	2000[2])	300	0,02	15 × 30	110	—	7,5
0,3	1000[2])	300	0,02	15 × 30	110	—	4,0
0,3	500[2])	300	0,02	15 × 30	70	—	2

Примечание. Маркируются диоды цветной точкой: у Д101 и Д104 — белая, у Д105А — оранжевая, у Д103 и Д106 — голубая, у Д103А и Д106А — у Д101А и Д104А — отсутствует, у Д102 и Д105 — желтая, у Д102А зеленая.

Таблица 98

Точечные полупроводниковые триоды[1])

Обозначение прибора [2])	Предельная рабочая частота (в *Мгц*)	Ток эмиттера[3]) $I_э$ в режиме измерения (в *ма*)	Напряжение на коллекторе[4]) $U_к$ в режиме измерения (в *в*)	Сопротивление эмиттера $r_э$ (в *ом*)	Сопротивление коллектора $r_к$ (в *ом*)	Сопротивление основания $r_о$ (в *ом*)	Коэффициент усиления по току $\alpha_{мин}$	Коэффициент усиления на предельной частоте $\alpha_{пред}$	Коэффициент усиления по мощности $K_м$ (в *дб*)	Коэффициент усиления по напряжению $K_н$	Предельно допустимые величины: Напряжение на коллекторе[1]) $U_к$ (в *в*)	Предельно допустимые величины: Ток эмиттера[3]) $I_э$ (в *ма*)	Предельно допустимые величины: Ток коллектора[3]) $I_к$ (в *ма*)	Предельно допустимые величины: Мощность, рассеиваемая коллектором $P_к$ (в *мвт*)
С1А С3А	0,5	0,3	—20	550	6800	200	1,2	1,0	15—19	—	—40	10	—10	100
С1Б С3Б	0,5	0,3	—20	550	6800	200	1,5	1,2	18—22	50	—40	10	—6	50
С1В С3В	1,5	0,3	—20	550	6800	200	1,5	1,2	15—19	—	—40	10	—10	100
С1Г С3Г	1,5	0,3	—20	550	6800	200	1,5	1,2	18—22	50	—40	10	—6	50

С1Д С3Д	5,0	0,3	—20	550	6800	200	1,5	1,2	15—22	30	—40	10	—6	50
С1Е С3Е	10,0	0,3	—20	550	6800	200	1,5	1,2	15—22	—	—40	10	—6	50
С2А С4А	0,5	0,3	—10	500	6000	1000	1,5	1,2	—	—	—30	10	—10	100
С2Б С4Б	1,5	0,3	—10	800	6300	700	1,6	1,5	—	—	—20	10	—6	50
С2В С4В	5,0	0,3	—10	800	6000	1000	1,6	1,5	—	—	—20	10	—6	50
С2Г С4Г	10,0	0,3	—10	500	6000	1000	1,6	1,5	—	—	—20	10	—6	50

[1]) Электрические параметры измеряются при заземленном основании в режиме класса А на частоте не более 20 *кгц* (кроме $\alpha_{пред}$) и при температуре 20 ± 5°.

[2]) Габаритные размеры приборов и схему см. в таблице цоколевок: для С1 и С2—13—1, для С3 и С4—13—2.

[3]) Направление токов от эмиттера к основанию принято за положительное. Напряжения измеряются по отношению к основанию.

[4]) При сопротивлении генератора 500 *ом* и сопротивлении нагрузки 10 *ком*.

Плоскостные

Схема включения, в которой определялись параметры	Обозначение	Диапазон рабочих температур (в градусах)	Предельная рабочая частота (в *Мгц*)	Ток эмиттера $I_э$ в режиме измерения (в *ма*)	Ток коллектора $I_к$ в режиме измерения (в *ма*)	Напряжение на коллекторе $U_к$ в режиме измерения (в *в*)	Сопротивление эмиттера $r_э$ (в *ом*)	Сопротивление коллектора $r_к$ (в *Мом*)	Сопротивление основания $r_о$ (в *ом*)	Коэффициент усиления по току h_{21}	Коэффициент усиления[2]) $\alpha_{пред}$ на предельной частоте	Выходная проводимость h_{22} (в *мксим*)
С заземленным основанием	П1А	$-60° \div +50°$	0,1	1,0	—	—10	30	$\geqslant 0,3$	—	0,9	0,7	3,3
	П1Б		0,1	1,0	—	—10	30	0,5—1,2	400	$\geqslant 0,93$	0,7	2,0
	П1В		0,1	1,0	—	—10	30	$\geqslant 1,0$	400	$\geqslant 0,93$	0,7	1,0
	П1Г		0,1	1,0	—	—10	30	$\geqslant 0,5$	600	$\geqslant 0,96$	0,7	2,0
	П1Д		0,1	1,0	—	—10	30	$\geqslant 0,5$	600	$\geqslant 0,94$	0,7	2,0
	П1Е		0,465	1,0	—	—10	30	$\geqslant 0,3$	1000	0,94	0,7	2,0
	П1Ж		0,1	1,0	—	—10	—	$\geqslant 0,3$	1500	0,95	0,7	3,3
	П1И		0,1	1,0	—	—10	—	$\geqslant 0,5$	1500	0,96	0,7	2,0
	П2А		0,01	—	5	—50	—	—	—	$\geqslant 0,9$	—	—
	П2Б		0,01	—	10	—25	—	—	—	$\geqslant 0,9$	—	—
С заземленным эмиттером	П3А	$-30° \div +70°$	0,01	—	130	—25	—	—	—	$\geqslant 2,0$	—	—
	П3Б		0,01	—	130	—25	—	—	—	$\geqslant 2,0$	—	—
	П3В		0,01	—	130	—25	—	—	—	$\geqslant 2,0$	—	—
	П4А		0,01	—	1000	—26	—	—	—	5	—	—
	П4Б		0,01	—	1000	—26	—	—	—	8÷20	—	—
	П4В		0,01	—	1000	—26	—	—	—	>10	—	—
	П4Г		0,01	—	1000	—26	—	—	—	10—20	—	—
	П4Д		0,01	—	2000	—26	—	—	—	>20	—	—
С заземленным основанием	П5А	$-60° \div +50°$	—	1,0	—	—2	—	—	—	$\geqslant 0,93$	0,7	3,3
	П5Б		0,3	1,0	—	—2	—	—	—	$\geqslant 0,95$	0,7	2,6
	П5В		0,3	1,0	—	—2	—	—	—	$\geqslant 0,97$	0,7	2,6
	П5Г		0,3	1,0	—	—2	—	—	—	$\geqslant 0,97$	0,7	2,6
	П5Д		0,3	1,0	—	—2	—	—	—	$\geqslant 0,95$	0,7	2,6
	П6А		0,5	1,0	—	—5	40	0,5	—	0,92	—	2
	П6Б		1,0	1,0	—	—5	40	1	250	0,92	—	1
	П6В		1,0	1,0	—	—5	40	1	300	0,955	—	1
	П6Г		1	1,0	—	—5	40	1	400	0,98	—	1
	П6Д		1	1,0	—	—5	40	1	250	0,92	—	1
	П7		0,3	1	—	—2	—	—	—	$\geqslant 0,97$	0,7	2,6

Таблица 99

полупроводниковые триоды[1])

Входное сопротивление h_{11} (в *ом*)	Обратный коэффициент усиления по напряжению h_{12}	Коэффициент усиления по мощности[3]) $K_м$ (в *дб*)	Фактор шумов[4]) $N_ш$ (в *дб*)	Отдаваемая мощность P (в *вт*)	Коэффициент нелинейных искажений $K_г$ (в процентах)	Емкость коллектора $C_к$ (в *пф*)	Предельно допустимые величины: Ток эмиттера $I_э$ (в *ма*)	Ток коллектора $I_к$ (в *ма*)	Напряжение на коллекторе $U_к$ (в *в*)	Наибольшая мощность, рассеиваемая коллектором $P_к$ (в *вт*)	Конструкция и обозначение выводов
—	—	$\geqslant 30$	—	—	—	—	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 33$	<35	—	—	—	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 37$	<35	—	—	—	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 37$	—	—	—	—	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 37$	<18	—	—	—	5	5	—20	0 05	13—3
—	—	$\geqslant 30$	<35	—	—	<60	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 35$	<35	—	—	<40	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 30$	<35	—	—	<35	5	5	—20	0,05	13—3
—	—	$\geqslant 17$	—	0,1	<15	—	10	10	—100	0,25	13—3
—	—	$\geqslant 17$	—	0,1	<15	—	25	25	—50	0,25	13—3
—	—	>17	—	1,0	<15	—	—	150	—50	1,0[5])	13—4
										3,5[6])	13—4
—	—	>20	—	1,0	<15	—	—	250	—50	1,0[5])	
										3,5[6])	13—4
—	—	>20	—	1,0	<15	—	—	450	—50	1,0[5])	
										3,5[6])	
—	—	>20	—	10,0	<15	—	—	5000	—50	25	13—5
—	—	>23	—	10,0	<10	—	—	5000	—60	30	13—5
—	—	>20	—	10,0	<15	—	—	5000	— 35	30	13—5
—	—	>27	—	10,0	<10	—	—	5000	—50	30	13—5
—	—	>30	—	10,0	<10	—	—	5000	—50	30	13—5
<40	$<5\cdot10^{-3}$	—	—	—	—	—	10	10	—10	0,025	13—6
<40	$<5\cdot10^{-3}$	—	<25	—	—	—	10	10	—10	0,025	13—6
40	$<5\cdot10^{-3}$	—	<25	—	—	—	10	10	—10	0,025	13—6
40	$<5\cdot10^{-3}$	—	<18	—	—	—	10	10	—10	0,025	13—6
40	$<5\cdot10^{-3}$	—	<10	—	—	—	10	10	—10	0,025	13—6
40	$<5\cdot10^{-3}$	35	22	—	—	40	10	10	—30	0,15	13—2
—	$<6\cdot10^{-4}$	38	22	—	—	40	10	10	—30	0,15	13—2
—	$<6\cdot10^{-4}$	39	22	—	—	40	10	10	—30	0,15	13—2
—	$<6\cdot10^{-4}$	40	22	—	—	40	10	10	—30	0,15	13—2
—	$<6\cdot10^{-4}$	38	22	—	—	40	10	10	—30	0,15	13—2
30	$<5\cdot10^{-3}$	—	<25	—	—	—	—	45	—13	0,045	13—7

Схема включения, в которой определялись параметры	Обозначение	Диапазон рабочих температур (в градусах)	Предельная рабочая частота (в *Мгц*)	Ток эмиттера $I_э$ в режиме измерения (в *ма*)	Ток коллектора $I_к$ в режиме измерения (в *ма*)	Напряжение на коллекторе $U_к$ в режиме измерения (в *в*)	Сопротивление эмиттера $r_э$ (в *ом*)	Сопротивление коллектора $r_к$ (в *Мом*)	Сопротивление основания $r_о$ (в *ом*)	Коэффициент усиления по току h_{21}	Коэффициент усиления[2] $\alpha_{пред}$ на предельной частоте	Выходная проводимость h_{22} (в *мкмо*)
С заземленным основанием	П8	$-60° \div +70°$	0,1	1	—	+5	—	—	—	0,9	—	3,3
	П9		0,5	1	—	+5	—	—	—	0,9	—	2
	П9А		0,5	1	—	+5	—	—	—	0,94	—	2
	П10		1,0	1	—	+5	—	—	—	0,94	—	2
	П11		1,6	1	—	+5	—	—	—	0,94	—	2
	П12		5,0	1	—	−6	—	—	150	0,95	—	—
	П13		0,5	1	—	−5	—	—	—	0,92	—	3,3
	П13А		0,5	1	—	−5	—	—	—	0,97	—	2,0
	П13Б		0,5	1	—	−5	—	—	—	0,92	—	2,0
	П14		1,0	1	—	−5	—	—	150	0,95	—	3,3
	П15		2,0	1	—	−5	—	—	150	0,95	—	3,3
	П101	$-60° \div +120°$	0,7	1	—	+5	—	—	—	$\geqslant 0,93$	—	1,0
	П101А		0,7	1	—	+5	—	—	—	$\geqslant 0,93$	—	1,0
	П102		0,7	1	—	+5	—	—	—	$\geqslant 0,96$	—	1,8
	П103		1,5	1	—	+5	—	—	—	$\geqslant 0,97$	—	1,0
С заземленным эмиттером	П201	$-60° \div +70°$	0,1	—	100	−20	—	—		20	—	—
	П201А		0,2	—	100	−20	—	—		40	—	—
	П202		0,1	—	100	−20	—	—		20	—	—
	П203		0,2	—	100	−30	—	—		—	—	—
С заземленным основанием	П401	$-60° \div +85°$	30	5	—	−5	—	—	—	0,94	—	—
	П402		60	5	—	−5	—	—	—	0,94	—	—
	П403		120	5	—	−5	—	—	—	0,94	—	—
	П406		10	1	—	−6	—	—	150	0,95	—	2
	П407		20	1	—	−6	—	—	150	0,95	—	2

[1] Электрические параметры приводятся для температуры $20 \pm 5°$.

[2] Измеряется на предельной рабочей частоте.

[3] Определяется как отношение колебательной мощности, выделяемой в нагрузке триода, к полезной мощности источника входного сигнала.

Продолжение таблицы 99

Входное сопротивление h_{11} (в *ом*)	Обратный коэффициент усиления по напряжению h_{12}	Коэффициент усиления по мощности[3]) K_M (в *дб*)	Фактор шумов[4]) $N_Ш$ (в *дб*)	Отдаваемая мощность P (в *вт*)	Коэффициент нелинейных искажений K_f (в процентах)	Емкость коллектора $C_К$ (в *пф*)	Предельно допустимые величины				Конструкция и обозначение выводов
							Ток эмиттера $I_Э$ (в *ма*)	Ток коллектора $I_К$ (в *ма*)	Напряжение на коллекторе $U_К$ (в *в*)	Наибольшая мощность, рассеиваемая коллектором $P_К$ (в *вт*)	
—	$5 \cdot 10^{-3}$	—	—	—	—	65	—	100	+20	0,15	13—8
—	$6 \cdot 10^{-4}$	—	39	—	—	65	—	100	+20	0,15	13—8
—	$6 \cdot 10^{-4}$	—	12	—	—	60	—	100	+20	0,15	13—8
—	$6 \cdot 10^{-4}$	—	33	—	—	60	—	100	+20	0,15	13—8
—	$6 \cdot 10^{-4}$	—	33	—	—	60	—	100	+20	0,15	13—8
—	—	—	—	—	—	20	5	5	—6	0,03	13—11
—	$5 \cdot 10^{-3}$	—	33	—	—	50	10	10	—15	0,15	13—9
—	$6 \cdot 10^{-4}$	—	33	—	—	50	10	10	—15	0,15	13—9
—	$6 \cdot 10^{-4}$	—	13	—	—	50	10	10	—15	0,15	13—9
—	—	—	33	—	—	50	10	10	—15	0,15	13—9
—	—	—	33	—	—	50	10	10	—15	0,15	13—9
—	—	—	15	—	—	100	20	20	+20	0,15	13—8
—	—	—	18	—	—	100	20	20	+20	0,15	13—8
—	—	—	15	—	—	100	20	20	+20	0,15	13—8
—	—	—	15	—	—	100	20	20	+20	0,15	13—8
—	—	10	—	2,5	7÷15	—	—	2000	—22	1[5])	13—10
—	—	10	—	2,5	7÷15	—	—	2000	—22	1[6])	13—10
—	—	13	—	2,5	5÷17	—	—	2000	—30	1[5])	13—10
—	—	20	—	10,0	10	—	—	2000	—30	1[6])	13—10
—	—	—	—	—	—	15	—	10	—10	0,1	13—12
—	—	—	—	—	—	10	—	10	—10	0,1	13—12
—	—	—	—	—	—	10	—	10	—10	0,1	13—12
—	—	—	—	—	—	20	5	5	—6	0,03	13—11
—	—	—	—	—	—	20	5	5	—6	0,03	13—11

[4]) Определяется как отношение полной мощности шумов на выходе (включая шумы нагрузки) к той части шумов на выходе, которая вызвана тепловыми шумами сопротивления источника сигнала.

[5]) Без дополнительного внешнего радиатора для теплоотвода.

[6]) С дополнительным внешним радиатором для теплоотвода.

Таблица 100

Кремниевые стабилитроны [1]

Обозначение	Напряжение стабилизации (в *в*)	Номинальный ток стабилизации (в *ма*)	Пределы изменения тока стабилизации (в *ма*)	Наибольшее внутреннее (динамическое) сопротивление (в *ом*)		Наименьшее обратное сопротивление при напряжении 1 *в* (в *Мом*)	Наибольшее прямое падение напряжения при токе 50 *ма* (в *в*)	Наибольшая рассеиваемая мощность [2] (в *мвт*)	Наибольший вес (в *г*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Длина выводов (в *мм*)
				при токе стабилизации 5 *ма*	при токе стабилизации 1 *ма*							
Д808	7÷8,5	5	1÷33	6	12	10	1	280	1	5,5	12	30
Д809	8÷9,5	5	1÷29	10	18	10	1	280	1	5,5	12	30
Д810	9÷10,5	5	1÷26	12	25	10	1	280	1	5,5	12	30
Д811	10÷12	5	1÷23	15	30	10	1	280	1	5,5	12	30
Д813	11,5—14	5	1÷20	18	35	10	1	280	1	5,5	12	30

[1] Допускают последовательное включение в любом количестве.

[2] При увеличении температуры окружающей среды выше 50° допустимая рассеиваемая мощность снижается на 2,8 *мвт* на каждый градус.

§ 3. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Электронно-лучевая трубка — это электровакуумный прибор, предназначенный для преобразования электрических сигналов в световые. Применяются электронно-лучевые трубки трех типов:

1) с электростатическим управлением (электростатические), в которых электронный луч фокусируется и отклоняется электрическим полем;

2) с электромагнитным управлением (электромагнитные), в которых луч фокусируется и отклоняется магнитным полем;

3) со смешанным управлением, в которых луч фокусируется, например, электрическим полем, а отклоняется — магнитным, либо наоборот.

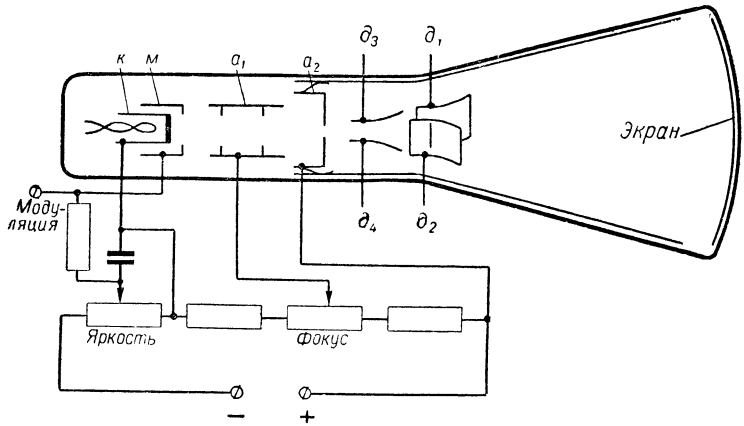


Рис. 149. Устройство и схема включения электростатической трубки: *к* — катод, *м* — модулятор; a_1 — первый анод; a_2 — второй анод; $д_1$, $д_2$ — горизонтально отклоняющие пластины; $д_3$, $д_4$ — вертикально отклоняющие пластины

На рис. 149 представлено устройство и примерная схема включения трубки с электростатическим управлением. Основные элементы трубки: электронный прожектор (пушка), состоящий из катода *к*, который испускает электроны; управляющий электрод (модулятор) *м*, служащий для управления силой тока луча (яркостной модуляции); первый a_1 и второй a_2 аноды, служащие для ускорения электронов и формирования (фокусировки) электронного луча; две пары отклоняющих пластин $д_1$,$д_2$ и $д_3$, $д_4$, предназначенных для отклонения электронного луча. Для нормальной работы трубки необходимо, чтобы потенциал отклоняющих пластин отличался от потенциала второго анода не более чем на несколько сотен вольт. В связи с этим второй анод в большинстве случаев заземляется. Первый анод совместно с катодом и управляющим электродом образуют первую фокусирующую линзу. Вторая линза образуется первым и вторым анодами. Фокусировка регулируется изменением напряжения на первом аноде.

Применяются и более сложные конструкции электронных прожекторов с дополнительными ускоряющими электродами, улучшающими фокусировку электронного луча.

Чувствительность электростатической трубки определяется отношением отклонения луча на экране трубки (в *мм*) к напряжению между отклоняющими пластинами (в *в*).

Чувствительность трубки обратно пропорциональна скорости электронов, поэтому чувствительность трубки с большим анодным напряжением меньше. Для увеличения чувствительности трубок при сохранении большой скорости электронов иногда применяются системы с послеускорением, имеющие третий анод a_3, расположенный за отклоняющими пластинами. В таких трубках третий анод нежелательно питать от общего потенциометра, так как при модуляции будет иметь место дефокусировка луча вследствие перераспределения напряжений между вторым и третьим анодами. Модулирующее напряжение необходимо подавать на управляющий электрод так, как показано на рис. 149.

Подача модулирующего напряжения на катод менее желательна, так как приводит к изменению напряжения между катодом и вторым анодом, а следовательно, и к изменению скорости электронов в области отклоняющих пластин. Это приводит к изменению чувствительности и расфокусировке на краях экрана трубки, так как электрическое отклонение зависит от квадрата скорости электронов.

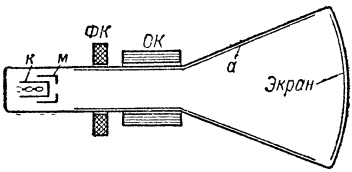


Рис. 150. Устройство трубки с электромагнитным управлением:
к — катод; *м* — модулятор; *ФК* — фокусирующая катушка; *ОК* — отклоняющие катушки; *а* — анод.

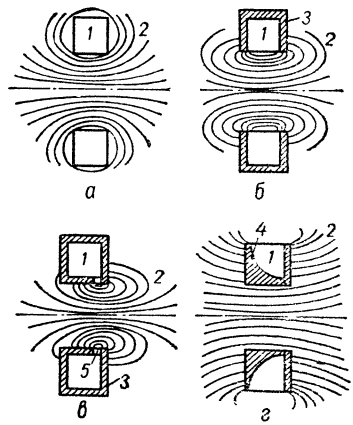


Рис. 151. Конструкции фокусирующих катушек:
1 — обмотка; *2* — магнитные силовые линии поля катушки; *3* — экран; *4* — каркас; *5* — зазор в экране.

Электростатические трубки широко применяются в осциллографической аппаратуре.

На рис. 150 показано устройство трубки с электромагнитным управлением. Фокусировка в такой трубке осуществляется короткой катушкой, выполненной в виде соленоида и заключенной обычно в магнитный экран. На рис. 151 приведены конструкции нескольких типов фокусирующих катушек.

Катушка, представленная на рис. 151,*г*, предназначена для проекционных электронно-лучевых трубок с большим током луча. Обмотка ее наматывается на каркас параболической формы, что дает определенное расположение силовых линий, уменьшающее величину сферической аберрации и позволяющее тем самым получить лучшую фокусировку. В системах со средним или малым током электронного пучка эта катушка дает худшую фокусировку, чем системы *а*, *б*, *в*.

В системах, представленных на рис. 151,*б*, *в*, размер пятна оказывается тем меньше, чем меньше зазор в экране катушки. Однако при слишком малом зазоре становится критичным положение фокусирующей катушки на горловине трубки. Наиболее выгодным является зазор порядка 5—7 *мм*.

Необходимое число ампер-витков фокусирующей катушки определяется по формуле

$$In = 220F\sqrt{\frac{E_a Ld}{l_1 l_2}},$$

где I — ток (в *а*);
n — число витков катушки;
E_a — напряжение на аноде (в *кв*);
d — средний диаметр катушки;
F — коэффициент, зависящий от конструкции катушки;

$$L = l_1 + l_2$$

(l_1 и l_2 определяются из рис. 152).

Для неэкранированных катушек $F \approx 1$—1,2; для экранированных с зазором 5—7 *мм* F уменьшается до 0,5—0,6. При дальнейшем уменьшении зазора F снова увеличивается. Качество электромагнитной фокусировки на краях и в середине экрана существенно зависит от расположения фокусирующей катушки на горловине трубки и от качества отклоняющей системы. Чем ближе фокусирующая катушка (линза) расположена к экрану трубки, тем меньше ее увеличение и, следовательно, тем меньше может быть сделан диаметр пятна на экране. В связи с этим зазор в экране фокусирующей катушки делают сбоку, а саму катушку одевают на горловину трубки (почти вплотную к отклоняющей системе) так, чтобы зазор оказался ближе к экрану.

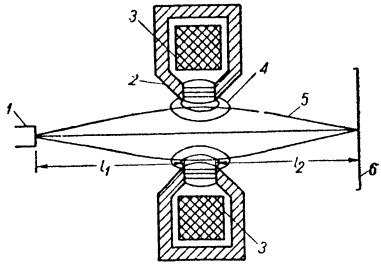


Рис. 152. Фокусировка электронного луча короткой катушкой:
1 — источник электронов (катод или фокус предыдущей линзы); *2* — полюсные наконечники; *3* — катушка; *4* — магнитная силовая линия; *5* — траектория электронов; *6* — экран.

Слишком близкое взаимное расположение фокусирующей и отклоняющей катушек может привести к нежелательному взаимодействию магнитных полей. Наивыгоднейшее расположение фокусирующей катушки подбирается экспериментально.

Модулирующее напряжение в трубках с магнитным отклонением можно подавать как на управляющий электрод (рис. 149), так и на катод, однако в этом случае дефокусировка при модуляции будет несколько больше.

Недостатком электромагнитного способа отклонения является возникновение ионного пятна, проявляющегося в виде темного круга на экране трубки. Возникновение ионного пятна объясняется тем, что в магнитном поле тяжелые ионы отклоняются меньше, чем легкие электроны, и поэтому попадают в центр экрана, вызывая его разрушение. Для борьбы с ионным пятном применяются специальные прожекторы, у которых катод испускает

Электронно-лучевые трубки

Тип трубки	5ЛО38	7ЛО55	8ЛО29	8ЛО39	10ЛО43[1])
Назначение трубки	Осциллографическая			Осциллографическая[5])	Осциллографическая
Послесвечение . .	Среднее			Длительное	Среднее
Цвет свечения или послесвечения .	Зеленый			Желто-оранжевый	Зеленый
Напряжение накала (в *в*)	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3
Ток накала (в *а*)	0,6	0,6	0,6	0.6	0,6
Напряжение первого анода[7]) (в *в*)	138—300	80—180	280—516	320—480	400—700
Напряжение второго анода (в *кв*)	1	1,1	1,5	2	2
Напряжение третьего анода (в *кв*)	—	2	—	4	—
Ток первого анода (в *мка*) . . .	$\leqslant$150	$\leqslant$200	$\leqslant$300	$\leqslant$500	$\leqslant$500
Ток второго анода (в *мка*)	—	$\leqslant$500	—	$\leqslant$1500	$\leqslant$1000
Запирающее напряжение модулятора (в *в*) . .	—(30—90)	—(34—114)	—(22—68)	—(30—90)	—(30—90)
Наибольшее изменение напряжения модулятора (в *в*)	50	70	40	50	60

Таблица 101

с электростатическим управлением

13ЛО6И	13ЛО36	13ЛО37	13ЛО48[2])	18ЛО40Б	18ЛО47[1])
Осциллографическая	Осциллографическая [5])	Осциллографическая		Телевизионная	Осциллографическая
Среднее	Длительное	Среднее			Короткое
Зеленый	Желто-оранжевый	Зеленый		Белый	Синий
6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3
0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
330—480	375—690	302—518	300—550	1600—2100	400—700
1,5	2	1,5	1,5	6	2
—	4	3	—	—	6
—	⩽500	⩽500	⩽300	⩽100	⩽500
—	—	—	⩽800	⩽500	⩽1000
—(22,5—67,5)	—(30—95)	—(48—93)	—(30—90)	—(72—168)	—(50—150)
—	55	40	60	—	—

Тип трубки	5ЛО38	7ЛО55	8ЛО29	8ЛО39	10ЛО43[1])
Наибольшее напряжение между вторым анодом и любой из пластин (в *в*) .	660	550	550	550	550
Чувствительность верхней пары пластин[8]) (в *мм/в*)	0,11	0,1—0,17	0,17	0,165 0,2[2])	>0,17
Чувствительность нижней пары пластин (в *мм/в*)	0,13	0,12—0,2	0,23	0,175 0,215[2])	>0,2
Наибольшее напряжение между катодом и подогревателем[4]) (в *в*)	125	125	125	125	125
Диаметр экрана наибольший (в *мм*)	53	69,5	78	78	101,5
Длина трубки наибольшая (в *мм*)	194	190	261	274	415
Схема и цоколевка трубки . . .	6—5	6—6	6—2	6—7	6—8

[1]) Двухлучевая.
[2]) Чувствительность при напряжениях второго и третьего анодов.
[3]) Чувствительность при напряжениях второго и третьего анодов,
[4]) При обязательном отрицательном относительно катода потенциале,
[5]) Для наблюдения медленных процессов.
[6]) Вывод третьего анода на баллоне трубки.
[7]) Указаны пределы для фокусировки.
[8]) Расположенной ближе к экрану.

Продолжение табл. 101

13ЛО6И	13ЛО36	13ЛО37	13ЛО48[5])	18ЛО40Б	18ЛО47[1])
—	550	550	550	550	600
0,21—0,32	0,285 0,365[2])	0,37 0,46[3])	0,22	0,12	0,15
0,26—0,38	0,34 0,415[2])	0,43 0,53[3])	0,25	0,145	0,17
—	125	125	125	125	125
127,5	134,5	136	134,5	179,5	178
335	435	435	410	378	450
6—2	6—7	6—7	6—8	6—2	6—8[6])

равных 2 *кв.*
равных 1,5 *кв.*
подогревателя (обратная полярность недопустима).

Электронно-лучевые трубки с магнитным

Тип трубки	Тип ионной ловушки	Фокусировка	Яркость экрана (в *мсб*)	Цвет свечения экрана	Послесвечение	Контрастность изображения	Разрешающая способность[1] (в линиях)	Напряжение накала (в *в*)	Ток накала (в *а*)	Анодное напряжение[12] (в *кв*)
6ЛК1Б[1]	—	Магнитная	400	Белый	Среднее	—	600[2]	6,3	0,60	25÷26,5
18ЛК15	С корректирующим магнитом	То же	3,2	»	То же	—	625[3]	6,3	0,60	3,2÷6
18ЛК2Б[5]	—	»	10	»	»	1 : 50	625[6]	6,3	0,55	14÷16
18ЛК4Б	—	»	3,2[8]	»	»	—	—	6,3	0,60	4÷6
18ЛК5Б	С корректирующим магнитом	»	3,2[8]	»	»	—	625	6,3	0,55	4÷6
18ЛК7Б	То же	»	3,2[8]	»	»	—	600	6,3	0,60	3,2÷6
18ЛК11Б	—	»	4,0	»	Короткое	—	1000	6,3	0,55	8÷11
18ЛК12Б[10]	—	»	30,0	»	То же	—	1000	6,3	0,55	15÷16,5
18ЛК13Л[11]	—	»	5,0	Синевато-фиолетовый	Очень короткое	—	—	6,3	0,55	25

Таблица 102

отклонением луча (кинескопы)

Фокусирующее напряжение на первом аноде (в *в*)	Наибольший ток луча (в *мка*)	Наибольшее напряжение между катодом и подогревателем[20]) (в *в*)	Запирающее напряжение модулятора (в *в*)	Наибольшее изменение напряжения модулятора (в *в*)	Наибольший диаметр или диагональ экрана (в *мм*)	Угол отклонения луча по диагонали (в град.)	Наибольшая длина трубки (в *мм*)	Наибольший диаметр горловины(в *мм*)	Размер кадра [2]) (в *мм*)	Напряжение на ускоряющем электроде	Схема и цоколевка трубки
—	150	125	— (95 ÷ ÷ 35)	—	57,5	38	368	97	48 × 36	—	6—4
—	100	125	— (60 ÷ ÷ 15)	30	172	58	355	33	100 × × 135[4])	—	6—1
—	100	175	— (140 ÷ ÷ 100)	20[7])	170	—	419	36	84 × 121	—	6—3
—	150	125	— (90 ÷ ÷ 22)	30	172	58	355	33	100 × × 135[4])	—	6—1
—	100	125	— (75 ÷ ÷ 25)	30[9])	172	—	355	33	100 × × 135[4])	—	6—1
—	—	—	— (60 ÷ ÷ 15)	30	172	58	—	—	100×135	—	—
—	100	125	— (100 ÷ ÷ 50)	30	172	—	340	36	125×125	—	6—3
—	100	125	— (150 ÷ ÷ 60)	30	168	—	419	36	100×100	—	6—3
—	100	125	— (180 ÷ ÷ 100)	50	170	—	419	36	90×124	—	6—3

Тип трубки	Тип ионной ловушки	Фокусировка	Яркость экрана (в *мсб*)	Цвет свечения экрана	Послесвечение	Контрастность изображения	Разрешающая способность[11]) (в линиях)	Напряжение накала (в *в*)	Ток накала (в *а*)	Анодное напряжение[11]) (в *кв*)
23ЛК1Б	—	Магнитная	4	Белый	Среднее	1 : 40	625[3])	6,3	0,55	7÷9
23ЛК2Б[13])	—	То же	3,2	»	То же	1 : 40	625[6])	6,3	0,55	9÷12
23ЛК8Б[13])	—	»	—	»	Короткое	—	1000	6,3	0,55	15÷16,5
31ЛК1Б	—	»	5	»	Среднее	1 : 40	625[3])	6,3	0,55	9÷12
31ЛК2Б[13])	С корректирующим магнитом	»	5	»	То же	—	625	6,3	0,55	9÷12
35ЛК2Б	»	Электростатическая	4	»	»	—	600[17])	6,3	0,6	10÷15
40ЛК1Б[19])	»	Магнитная	4	»	»	—	625	6,3	0,55	12÷13
43ЛК2Б[19])	»	Электростатическая	4	»	»	—	600[17])	6,3	0,6	11÷15,5
43ЛК3Б	»	»	4	»	»	—	600[17])	6,3	0,6	12÷16

Продолжение табл. 102

Фокусирующее напряжение на первом аноде (в *в*)	Наибольший ток луча (в *мка*)	Наибольшее напряжение между катодом и подогревателем[20]) (в *в*)	Запирающее напряжение модулятора (в *в*)	Наибольшее изменение напряжения модулятора (в *в*)	Наибольший диаметр или диагональ экрана (в *мм*)	Угол отклонения луча по диагонали (в град.)	Наибольшая длина трубки (в *мм*)	Наибольший диаметр горловины (в *мм*)	Размер кадра[2]) (в *мм*)	Напряжение на ускоряющем электроде	Схема и цоколевка трубки
—	100	125	— (75 ÷ ÷ 35)	30	235	—	395	36	135 × × 180[12])	—	6—3
—	100	175	— (125 ÷ ÷ 75)	18[14])	233	—	481	36	135 × × 180[12])	—	6—3
—	100	125	— (150 ÷ ÷ 60)	30	233	—	480	36	160 × × 160	—	6—3
—	150	125	— (75 ÷ ÷ 35)	30[8])	310	—	460	36	180 × × 240[15])	—	6—3
—	150	125	— (80 ÷ ÷ 30)	<30	307	—	485	36	180 × × 240[15])	—	6—1
—100 ÷ ÷ +425	150	125	— (90 ÷ ÷ 30)	25	330 × ×264[18])	70	445	38	217 × × 288	250 ÷ ÷ 500	3—25
—	100	125	— (100 ÷ ÷ 40)	35	406	—	502	37,5	240 × × 320[16])	—	6—1
—100 ÷ ÷ +425	150	125	— (90 ÷ ÷ 30)	25	407 × ×311[18])	70	510	38	277 × × 373	300 ÷ ÷ 600	6—9 **или** 3—25
—100 ÷ ÷ +425	150	125	— (90 ÷ ÷ 30)	25	404 × ×318[18])	70	517	38	256 × × 350	250 ÷ ÷ 500	6—9

Тип трубки	Тип ионной ловушки	Фокусировка	Яркость экрана (в *мсб*)	Цвет свечения экрана	Послесвечение	Контрастность изображения	Разрешающая способность[4]) (в линиях)	Напряжение накала (в *в*)	Ток накала (в *а*)	Анодное напряжение[22]) (в кв)
43ЛК6Б	С корректирующим магнитом	Электростатическая	4	Белый	Среднее	—	600[3])	6,3	0,6	14
53ЛК2Б	То же	То же	4	»	То же	—	600[2])	6,3	0,6	16
53ЛК5Б	»	»	4	»	»	—	600[3])	6,3	0,6	16
53ЛК4Ц	»	Электростатическая трехлучевая	5	Трехцветный	»	—	—	6,3	0,6	25

[1]) Трубка проекционная с дополнительным электродом-искрогасителем, который следует заземлять.
[2]) В центре экрана, по угловым клиньям — 550.
[3]) В центре экрана.
[4]) С закруглением по углам радиусом 20 *мм*.
[5]) Для фотографирования телевизионных изображений.
[6]) По всему изображению.
[7]) При изменении тока луча от 1 до 20 *мка*.
[8]) При токе луча 100 *мка*.
[9]) При токе катода 100 *мка* и размере кадра 100 × 135 *мм*.
[10]) Для фотографирования изображений.
[11]) Для систем передачи изображений методом бегущего луча.

Продолжение табл. 102

Фокусирующее напряжение на первом аноде (в *в*)	Наибольший ток луча (в *мка*)	Наибольшее напряжение между катодом и подогревателем[20]) (в *в*)	Запирающее напряжение модулятора (в *в*)	Наибольшее изменение напряжения модулятора (в *в*)	Наибольший диаметр или диагональ экрана (в *мм*)	Угол отклонения луча по диагонали (в град.)	Наибольшая длина трубки (в *мм*)	Наибольший диаметр горловины (в *мм*)	Размер кадра[2]) (в *мм*)	Напряжение на ускоряющем электроде	Схема и цоколевка трубки
—300÷÷+750	100	135	— (90 ÷ ÷ 30)	25	411 × ×316[18])	110	350	29	270×360	300	6—10
—100÷÷+425	150	125	— (90 ÷ ÷ 30)	30	522 × ×401[18])	70	610	38	340×460	~400	6—9
—300÷÷+750	100	135	— (90 ÷ ÷ 30)	25	510 × ×412[18])	110	380	29	340×455	~300	6—10
—300÷÷+750	—	—	—	—	—	—	—	—	360×480	—	—

[12]) С закруглениями по углам радиусом 25 *мм*.
[13]) Для видеоконтрольного устройства.
[14]) При изменении тока луча от 1 до 25 *мка*.
[15]) С закруглениями по углам радиусом 40 *мм*.
[16]) С закруглениями по углам радиусом 50 *мм*.
[17]) В центре экрана. По угловым клиньям — 500.
[18]) С прямоугольным экраном; дается ширина и высота экрана.
[19]) Трубка металло-стеклянная. Выводом анода является рант металлического конуса.
[20]) При обязательном отрицательном потенциале подогревателя относительно катода. Обратная полярность недопустима.
[21]) См. гл. XII.
[22]) На втором аноде для трубок с электростатической фокусировкой.

электроны не перпендикулярно к плоскости экрана, а под некоторым углом оси трубки (рис. 153). С помощью корректирующего постоянного магнита траектория электронного луча изменяется и направляется на экран. Более тяжелые ионы отклоняются на меньший угол и попадают в так называемую ионную ловушку (электрод с положительным потенциалом). Положение корректирующего магнита подбирается экспериментально.

При резких колебаниях напряжения в питающей сети для трубок с ионной ловушкой целесообразно применять корректирующий электромагнит, обмотка которого соединена последовательно с фокусирующей катушкой. При этом оптимальное положение корректирующего магнита не зависит от питающего напряжения. Существуют другие конструкции ионных ловушек, не требующие корректирующих магнитов.

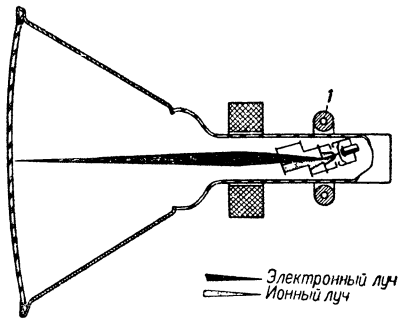


Рис. 153. Конструкция электронно-лучевой трубки с ионной ловушкой:
1 — корректирующий магнит.

Экраны электронно-лучевых трубок покрываются специальными веществами — люминофорами, способными светиться под действием электронной бомбардировки. Люминофоры характеризуются: а) яркостью свечения, измеряемой в миллистильбах *(мсб)* или нитах *(нт)*[1]; б) цветом свечения; в) светоотдачей, определяемой величиной силы света в свечах, приходящейся на один ватт мощности электронного луча (светоотдача растет с увеличением ускоряющего напряжения); г) длительностью послесвечения, которая определяется тем временем, в течение которого яркость свечения экрана уменьшается до $^1/_{100}$ максимальной величины, достигаемой в момент прекращения возбуждения. По длительности послесвечения экраны разделяются на пять категорий: 1) с очень коротким послесвечением — менее 10^{-5} сек., с коротким — от 10^{-5} до 10^{-2} сек., со средним — от 10^{-2} до 10^{-1} сек., с длительным — от 10^{-1} до 16 сек. и с весьма длительным — более 16 сек.

В приемных телевизионных трубках-кинескопах применяются экраны со средним временем послесвечения (менее 0,02 сек.) и белым свечением.

Указание по эксплуатации электронно-лучевых трубок. В процессе эксплуатации электронно-лучевых трубок необходимо следить за тем, чтобы напряжения на электродах трубки соответствовали номинальным.

Увеличение напряжения на электродах трубки больше допустимого может привести к пробоям между электродами, паразитной эмиссии с электродов (следствием которой является паразитное свечение экрана), сокращению долговечности катода.

Недопустимо понижение анодных напряжений, так как это приводит к сокращению долговечности экрана. Кроме того, при малых анодных напряжениях быстрее проявляется «ионное пятно».

[1]) 1 *мсб* $= 10^{-3}$ *сб* $= 10$ *нт*.

Необходимо следить за тем, чтобы при включении трубки луч был заперт. Отпирание луча следует производить медленно во избежание прожигания экрана при случайном отсутствии развертки.

Как правило, на отклоняющие пластины электростатической трубки необходимо подавать симметричное (с двухтактной схемы) относительно второго анода отклоняющее напряжение (кроме трубок, специально предназначенных для асимметричного подключения), иначе возникают искажения растра и дефокусировка луча.

Следует предусматривать тщательную экранировку трубки от посторонних магнитных полей.

Маркировка электронно-лучевых трубок производится в соответствии с ГОСТ 5461—56 и состоит из четырех элементов:

первый элемент — число, указывающее величину диаметра или диагонали экрана в сантиметрах;

второй элемент — буквы ЛО — для осциллографических трубок и кинескопов с электростатическим отклонением и ЛК — для кинескопов с электромагнитным отклонением;

третий элемент — число, указывающее порядковый номер типа трубки;

четвертый элемент (не обязателен) — буква, обозначающая тип люминофора экрана (например, Б — белый, Ц — цветной).

В табл. 101, 102 приведены основные параметры электронно-лучевых трубок.

§ 4. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

Газотрон — двухэлектродная лампа с накаливаемым катодом, заполненная парами ртути или инертным газом (аргоном, неоном и др.). Газотроны применяются в качестве вентилей средней и большой мощности для выпрямителей переменного тока. Их преимущества по сравнению с кенотронами: малые потери вследствие незначительной величины внутреннего сопротивления, малое падение напряжения на лампе, почти не зависящее от величины анодного тока, небольшие габариты при больших значениях выпрямленного тока.

Недостатки газотронов: большая чувствительность к перекалу и в особенности к недокалу катода, необходимость предварительного прогрева катода током накала в течение нескольких минут перед включением анодного напряжения.

Тиратрон — газонаполненная лампа с одной или несколькими сетками, которые управляют моментом зажигания. Изменяя момент зажигания, можно регулировать среднее значение выпрямленного тока. Тиратрон широко применяется в выпрямительных устройствах и в схемах автоматики при регулировании различных производственных процессов. Тиратроны применяются также в качестве генераторов релаксационных колебаний и т. д.

Достоинства и недостатки у тиратрона те же, что и у газотрона.

Стабилитрон — газонаполненный диод с холодным катодом. На рис. 154 представлена вольтамперная характеристика стабилитрона. Наличие большого участка изменения тока при почти постоянном анодном напряжении позволяет использовать указанный тип ламп в качестве стабилизатора напряжения.

Маркировка стабилитронов состоит из трех элементов: первый — буквы СГ (стабилитрон газовый); второй — число, указывающее порядковый номер прибора; третий — буква, характеризующая конструктивное

Тиратроны и

Обозначение лампы	ТГ1Б	ТГ1-0,1/0,3	ТГ1-0,1/1,3	ТГ3-0,1/1,3	ТГ1-1/0,8	ТГ1-0,02/0,5	ТГ1-1,6/1,3	ТГ1-3,2/1,3
Тип лампы . .	Двуханодный тиратрон	Тиратрон						
Напряжение накала номин. (в *в*)	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3	5,0	5,0
Напряжение накала миним. (в *в*)	6[1])	5,7	5,7	5,7	5,7	5,7	—	—
Напряжение накала максим. (в *в*)	6,6	6,9	6,9	6,9	6,9	6,9	—	—
Ток накала (в *а*)	—	—	0,6	0,6	3	0,15	6,0	8,0
Наименьшее время разогрева катода (в сек.) . . .	10	30	10	—	60	10	90	90
Наибольшее напряжение между катодом и подогревателем (в *в*)	50[2])	100	50[2])	100	50[2])	50[2])	—	—
Напряжение зажигания (в *в*)	<30[3])	—	<25	<30	<50[12])	<30[3])	—	—
Падение напряжения (в *в*) .	<20	<20	<11	<11[3])	<15	<16[14])	20	20
Наибольшая амплитуда прямого напряжения (в *в*) .	240	300	650	650	420	500	1000	1000
Амплитуда обратного напряжения (в *в*)	240	300	1300	1300	800	500	1300	1300
Наибольший средний ток анода (в *в*) .	0,02	0,075[5])	0,1	0,1	1,0	0,02	1,6	3,2
Наибольший импульс тока анода (в *а*) .	0,12	0,3	0,5	0,5	6	0,12	10,0	20,0

Таблица 103

газотроны

ТГ1-6,4/1,3	ТГ1-2,5/4	ТГИ1-3/1	ТГИ1-10/1	ТГИ1-35/3	ТГ1Б	ТХ3Б	ТХ4Б	МТХ90	ГГ1-0,5/5	ГР1-0,25/1,5
	Тиратрон импульсный				Тиратрон с холодным катодом				Газотрон	
5,0	5,0	6,3	6,3	6,3	—	—	—	—	2,5	5
—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,4	4,5
—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,7	5,5
13,0	12,0	1,0	2,6	2,5	—	—	—	—	8,5	<3,3
120	60	90	60	180	—	—	—	—	60	5[8])
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	140	—	—	—	—	—	—	—	—	—
20	20	35	—	140	85	110	115	50	<20	18
1000	3000	1000	2000	3000	160	190	225	160	—	—
1300	4000	1000	1000	1500	—	—	—	—	5000	1650
6,4	2,5	0,006	0,05	0,045	0,01	0,0025	0,0035	—	0,5	0,235
40,0	8,0	3,0	20,0	35,0	0,03	0,005	0,007	0,02	1,5	0,8

Обозначение лампы	ТГ1Б	ТГ1-0,1/0,3	ТГ1-0,1/1,3	ТГ3-0,1/1,3	ТГ1-1/0,8	ТГ1-0,02/0,5	ТГ1-1,6/1,3	ТГ1-3,2/1,3
Наименьшее запирающее напряжение сеток (в *в*)	—	—	4,5/7[6])	3,7/7[11,6])	15[12])	6/8[6])	—	—
Наибольшее сопротивление в цепи первой сетки (в *Мом*)	1	0,1÷0,5	10	10[10])	1[11])	10	0,1	0,1
Амплитуда пускового импульса (в *в*)	<100	<80	<100	<100	<15	<15	<100	<100
Длительность пускового импульса (в *мксек*)	>30	—	5	>10	—	—	—	—
Фронт пускового импульса (в *мксек*)	—	—	—	—	—	—	—	—
Ток переброса (в *мка*)	—	—	—	—	—	—	—	—
Наибольшее отрицательное напряжение сетки (в *в*)	100	80	100[7])	100[9])	15	15	100	100
Долговечность (в час.)	500	500	500	500	500	500	5000	5000
Высота максимальная (в *мм*)	36[4])	97	105	57	130	38	201	222
Диаметр максимальный (в *мм*)	10,2	34,8	33	19	61	19	66	66
Схема лампы и цоколевка	12—18	12—4	12—5	12—6	12—7	12—3	12—9	12—9

[1]) Кратковременное.
[2]) Минус на подогревателе, плюс на катоде.
[3]) При напряжении сети 0 и сопротивлении в цепи сетки 0,1 *Мом*.
[4]) Без выводов. Длина выводов ≈ 40 *мм*
[5]) В релакционном режиме 2 *ма*.
[6]) При сопротивлении в цепи сетки 0,1 *Мом* и 10 *Мом*.
[7]) Первой и второй.

Продолжение табл. 103

ТГ1-6,4/1,3	ТГ1-2,5/4	ТГИ1-3/1	ТГИ1-10/1	ТГИ1-35/3	ТХ1Б	ТХ3Б	ТХ4Б	МТХ90	ГГ1-0,5/5	ГР1-0,25/1,5
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,1	0,04	0,015	0,1	10	20	100	20	—	—
<100	<100	~ 100	>150	>150	—	—	10	—	—	—
—	—	8÷12	1÷6	1÷6	—	15	10	—	—	—
—	—	$<0,3$	0,15	0,5	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	5	>5	>10	>5	—	—
100	100	—	100	—	—	—	—	—	—	—
3000	500	300	300	500	—	1000	1000	—	—	—
242	255	67	80	135	—	40	40	30	190	137
66	85	19	32	38	—	10,2	10,2	12	67	53
12—9	12—10	12—11	12—12	12—13	—	12—15	12—15	12—14	12—1	12—2

[8]) При одновременном включении напряжения канала и анода $U_{\text{а обр}} = 600$ *в*, $I_{\text{а макс}} = 0,3$ *а*, $I_{a_0} = 0,1$ *а*

[9]) Первой, второй и третьей

[10]) Первой и третьей.

[11]) Второй сетки.

[12]) Второй сетки при сопротивлении в ее цепи 0,1 *Мом*.

[13]) Плюс на подогревателе, минус на катоде.

[14]) При токе анода 20 *ма*.

оформление лампы (аналогично четвертому элементу обозначения в приемно-усилительных лампах).

В цоколе стабилитрона имеется перемычка, которая обычно включается последовательно в цепь питания схемы для того, чтобы при вынутой лампе на схему не поступало повышенное напряжение от выпрямителя.

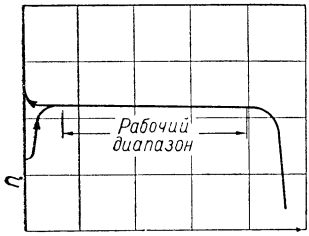


Рис. 154. Вольтамперная характеристика стабилитрона.

Неоновая лампа — диод с холодным катодом, наполненный неоном. Применяется в качестве индикаторной лампочки красного свечения, а также в схемах автоматики и стабилизации напряжения маломощных источников тока.

В табл. 107, 108, 109 приведены основные параметры газоразрядных приборов.

Таблица 104

Стабилитроны

Обозначение лампы	Напряжение зажигания (в *в*)	Напряжение стабилизации[1]) (в *в*)	Ток через стабилизатор (в *ма*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
СГ1П	175	150 ± 5	6 — 30	22,5	72	8 — 1
СГ2П	150	108 ± 4	5 — 30	22,5	72	8 — 1
СГ2С	105	75,5 ± 5,5	5 — 40	34,0	98	8 — 2
СГ3С	127	108 ± 3,5	5 — 40	34,0	98	8 — 2
СГ4С	180	152,5 ± 7,5	5 — 30	34,0	98	8 — 2
СГ5Б	180	150 ± 7	5 — 10	10,2	36	8 — 3
СГ7С (СГ301С)	480	390 ± 10	0,003 — — 0,1	11,0	66	8 — 4
СГ8С (СГ302С)	970	900 ± 20	0,003 — — 0,1	11,0	66	8 — 4
СГ9С (СГ303С)	1320	1230 ± 10	0,01—0,1	11,0	66	8 — 4
СГ10С	150	89 ± 3	4 — 15	33,0	65	8 — 5
СГ13П	175	150 ± 7	5 — 30	19,0	65	8 — 1
СГ15П	150	108 ± 4	5 — 30	19,0	65	8 — 1
СГ16П	130	83 ± 3	5 — 30	19,0	65	8 — 1
СГ202Б	135	84 ± 3	1,5 — 5	10,2	40	8 — 3
СГ304С	—	4000 ± 200	0,05—1,0	25,5	129	8 — 6

[1]) Указан разброс по напряжению для разных экземпляров ламп.

Таблица 105

Неоновые лампы

Обозначение лампы	Наибольшее напряжение зажигания (в *в*)	Наибольший ток при длительной работе (в *ма*)	Срок службы (в час.)
МН-3	65	1,0	300
МН-4	80	2,0	500
МН-6	90	0,8	100
МН-7	87	2,0	200
МН-8	85	1,0	200
МН-11	85	5,0	100

§ 5. СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА, ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ТЕРМОСОПРОТИВЛЕНИЯ

Стабилизатор тока (бареттер) — безразрядный прибор, представляющий собой железную или вольфрамовую проволоку, помещенную в наполненный водородом баллон. Сопротивление такой проволоки при увеличении температуры растет, что позволяет использовать бареттер для стабилизации тока, главным образом в накальных цепях радиоламп, питаемых как переменным, так и постоянным током. На рис. 155 представлена вольтамперная характеристика бареттера.

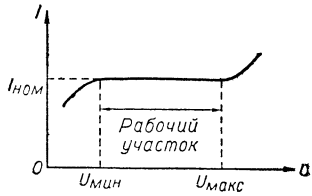


Рис. 155. Вольтамперная характеристика бареттера.

Бареттер может применяться только при медленных изменениях напряжения питания, так как его тепловой режим устанавливается в течение 2—3 мин.

Маркировка стабилизаторов тока состоит из трех элементов: первый — цифра, соответствующая номинальному току стабилизации; второй — буква Б (бареттер) или СТ (стабилизатор тока); третий — два числа, написанные через тире и обозначающие пределы стабилизации по напряжению.

Основные параметры стабилизаторов тока приведены в табл. 106.

Термопреобразователь предназначается для преобразования тока высокой частоты в постоянный и применяется для измерения мощности на высоких частотах. Термопреобразователь состоит из термопары и подогревателя, который представляет собой короткую нить с малой индуктивностью, включаемую в цепь тока высокой частоты.

В табл. 107 приведены данные преобразователей типа ТВБ (термопреобразователь вакуумный бесконтактный), работающих в диапазоне частот до 200 *Мгц*.

Термосопротивление (ТС) или термистор представляет собой объемное полупроводниковое нелинейное сопротивление, величина которого в большой степени зависит от температуры. Температурный коэффициент сопротивления (ТКС) является отрицательным и достигает нескольких процентов на 1°.

Таблица 106

Стабилизаторы тока

Обозначение лампы	Напряжение стабилизации (в *в*)		Ток стабилизации (в *а*)		Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
	начала $U_{мин}$	конца $U_{макс}$	начала $U_{мин}$	конца[1] $U_{макс}$			
0,24Б12-18	12	18	0,248	0,263	31	85	—
0,3Б17-35	17	35	0,275	0,325	43	120	9—2
0,3Б65-135	65	135	0,270	0,330	43	130	9—3
0,425Б5,5-12	5,5	12	0,372	0,46	32,5	100	9—2[1]
0,85Б5,5-12	5,5	12	0,78	0,92	32,5	100	9—2[1]
1Б5-9	5	9	0,96	1,04	46,5	120	9—1
1Б10-17	10	17	0,96	1,04	46,5	120	9—1
СТ2С[2])	6	10	0,95	1,05	32,8	101	9—4
СТ2С[3])	9	17	1,9	2,1	32,8	101	9—4

[1]) В цоколе перемычка *3—5* отсутствует.

Таблица 107

Термопреобразователи

Тип	Ток подогревателя (в *ма*)	Термо- э. д. с. при нормальном токе подогрева (в *мв*)	Сопротивление термопары (в *ом*)	Сопротивление подогревателя (в *ом*)	Емкость термопара — подогреватель (в *пф*)	Инерционность включения (в сек.)	Наибольший кратковременный ток подогревателя (в *ма*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
ТВБ-1	1	2,5	50	600	0,7	4	1,5	20	30	10—1
ТВБ-2	3	5	35	200	0,7	4	4,5	20	30	10—1
ТВБ-3	5	10	35	150	0,7	4	7,5	20	30	10—1
ТВБ-4	10	12	35	60	0,7	4	15	20	30	10—1
ТВБ-5	30	12	20	13	1	5	45	20	30	10—1
ТВБ-6	50	12	20	7	1	5	75	20	30	10—1
ТВБ-7	100	12	20	3	1	5	150	20	30	10—1
ТВБ-8	300	12	20	1	1	5	450	20	30	10—1
ТВБ-9	500	12	20	0,8	1	5	700	20	30	10—1

[1]) Наибольшее время установления нормального тока 5 мин.
[2]) При параллельном включении половин нити.
[3]) При последовательном включении половин нити.

Промышленностью выпускается шесть типов термосопротивлений:

1. Термометры-сопротивления — ММТ-1, ММТ-6, КМТ-1, ММТ-4, КМТ-4, предназначенные для измерения и регулирования температур до 120 и 180°. Первые три типа приспособлены для работы в сухих помещениях, два последних типа — непосредственно в жидкостях.

2. Термокомпенсаторы — ММТ-8, ММТ-9, ММТ-12, КМТ-8 и КМТ-12, выполненные из полупроводниковых шайб. Характеризуются высокой стабильностью и могут быть использованы для температурной компенсации прецизионных измерительных приборов.

3. Термосопротивления для теплового контроля — КМТ-10 и КМТ-11 предназначены для контроля температур до 120° с точностью $\pm 0{,}5°$.

4. Измерительные термосопротивления, обладающие высокой чувствительностью и предназначенные для измерения мощности от долей микроватт до нескольких милливатт на сверхвысоких частотах.

5. Стабилизаторы напряжения, предназначенные для стабилизации малых напряжений порядка нескольких вольт, при токах 0,5—2 *ма*.

6. Термосопротивления с косвенным подогревом, используемые в качестве регулируемых бесконтактных сопротивлений в различных устройствах.

Параметры термосопротивлений приведены в табл. 108, 109, 110 и 111.

Таблица 108

Термосопротивления для измерения и регулирования температур

Обозначение	Диапазон номинальных величин сопротивлений (в *ом*)	ТКС (в проц/град)	Рабочая температура (в град.)	Максимальная допустимая мощность (в *вт*)
ММТ-1 ММТ-4	$(1 \div 200) \cdot 10^3$	$-(2{,}4 \div 3{,}4)$	$+120$	0,4
ММТ-6	$(10 \div 100)\,10^3$	$-(2{,}4 \div 3{,}4)$	$+120$	0,05
ММТ-8	$1 \div 1000$	$-(2{,}4 \div 3{,}4)$	$-40 \div +60$	—
ММТ-9	$10 \div 5000$		$-60 \div +120$	—
ММТ-12	$4{,}7 \div 1000$		$-40 \div +120$	—
КМТ-1	$(20 \div 1000)\,10^3$	$-(4{,}5 \div 6{,}0)$	$+180$	0,8
КМТ-4	$(20 \div 1000)\,10^3$	$-(4{,}5 \div 6{,}0)$	$+120$	0,8
КМТ-8	$(0{,}1 \div 10)\,10^3$	$-(4{,}2 \div 5{,}0)$	$-40 \div +60$	—
КМТ-10	$(0{,}1 \div 3)\,10^6$	$-(4{,}5 \div 6)$	$+120$	0,25
КМТ-11	$(0{,}1 \div 3)\,10^6$	$-(4{,}5 \div 6)$	$+120$	0,25
КМТ-12	$(0{,}1 \div 10)\,10^3$	$-(4{,}2 \div 5{,}0)$	$-40 \div +120$	—

Таблица 109

Измерительные термосопротивления

Обозначение	Сопротивление в рабочей точке (в *ом*)	Значение мощности в основной рабочей точке при 20° (в *мвт*)		Чувствительность в рабочей точке (в *ом/мвт*)
		минимальное	максимальное	
Т8Д	150	10	15	20—30
Т8Е	150	7	10	30—70
Т8М	200	9	11	66—90
Т8Р	125	7	12	10—19
Т8С1	120	9,5	24	10—40
Т8С2	150	8	19	12—25
Т8С3	150	7	23	10—50
Т9	125	7	19	10—40
Т8С1м	120	9,5	24	10—40
Т8С2м	150	8	19	12—25
Т8С3м	150	7	23	10—50

Таблица 110

Термосопротивления — стабилизаторы напряжения

Обозначение	Рабочее напряжение (в *в*)	Пределы стабилизации (в *в*)	Рабочая область по току (в *ма*)	Максимально допустимое изменение напряжения (в *в*)	Схема и цоколевка
ТП2/0,5	2,0	1,6—3,0	0,2—2,0	0,4	10—2
ТП2/2	2,0	1,6—3,0	0,4—6,0	0,4	10—2
ТП6/2	6,0	4,2—7,8	0,4—6,0	1,2	10—2

Таблица 111

Термосопротивления косвенного подогрева

Обозначение	Холодное сопротивление при 20° (в *ком*)	Номинальная мощность подогрева (в *мвт*)	Величина термосопротивления при номинальной мощности подогрева (в *ом*)	Схема и цоколевка
ТКП-20	0,5	160	20	10—3
ТКП-50А	2,0	160	20	10—3
ТКП-50Б	0,75	160	50	10—3
ТКП-300	15—30	20	300	10—3

§ 6. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Фотоэлектрические приборы предназначаются для превращения световой энергии в электрическую. Они находят широкое применение в фототелеграфии, телевидении, световой звукозаписи (звуковое кино), фотографии (фотоэкспонометрия), для сигнализации и связи на невидимых инфракрасных лучах и т. д.

По принципу действия фотоэлементы разделяются на три группы: 1) с внешним фотоэффектом, в которых под действием света электроны вырываются с поверхности металла; 2) с внутренним фотоэффектом (фотосопротивления), в которых под действием света изменяется электрическая проводимость веществ; 3) с запорным слоем (или вентильные), в которых под действием света возбуждается электродвижущая сила.

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом представляют собой вакуумные или газонаполненные двухэлектродные лампы с холодным катодом. На часть внутренней поверхности стеклянного баллона лампы напыляется фотокатод — вещество, способное под действием света испускать электроны. Наибольшее распространение получили кислородно-цезиевые и сурьмяно-цезиевые фотокатоды. Анод обычно выполняется в виде тонкого проволочного кольца, расположенного в середине баллона.

Фотоэлектронные умножители. Обычные фотоэлементы имеют малую чувствительность (несколько десятков микроампер на люмен), поэтому при работе с ними необходимо применять усилители с большим коэффициентом усиления.

В фотоэлектронных умножителях фототоки усиливаются внутри самого фотоэлемента, при этом используется явление вторичной электронной эмиссии. Чувствительность фотоэлектронных умножителей в сотни тысяч раз превышает чувствительность обычных фотоэлементов.

Основные параметры фотоэлементов: чувствительность или интегральная отдача — величина тока фотоэлектронной эмиссии, создаваемого в фотоэлементе световым потоком в один люмен (измеряется в микроамперах на люмен).

В вакуумных элементах чувствительность составляет 20÷90 *мка/лм*, в газонаполненных — 150÷200 *мка/лм*.

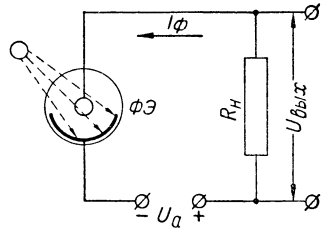


Рис. 156. Схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

Спектральная характеристика показывает чувствительность фотоэлемента к световым лучам разной длины волны [1]).

Максимум чувствительности сурьмяно-цезиевых фотоэлементов лежит в области голубых и зеленых лучей, в области красных лучей чувствительность весьма малая. Кислородно-цезиевые фотокатоды имеют два макси-

---

[1]) Ультрафиолетовым лучам соответствует длина волны $\lambda < 0,38$ *мк*, фиолетовым — $\lambda = 0,38 - 0,43$ *мк*, синим $\lambda = 0,43 - 0,46$ *мк*, голубым — $\lambda = 0,46$—$0,5$ *мк*, зеленым — $\lambda = 0,5$—$0,535$ *мк*, желтым — $\lambda = 0,535$—$0,585$ *мк*, оранжевым — $\lambda = 0,585$—$0,63$ *мк*, красным — $\lambda = 0,63$—$0,76$ *мк*, инфракрасным — $\lambda > 0,76$ *мк*.

мума чувствительности: в области ультрафиолетовых и в области красных или инфракрасных лучей.

На рис. 156 приведена схема включения фотоэлемента. При изменении величины светового потока, попадающего на фотокатод, изменяется величина тока $I_ф$ через фотоэлемент $ФЭ$, а следовательно, и величина выходного напряжения на зажимах сопротивления нагрузки $R_н$.

Вольтамперная характеристика фотоэлемента имеет ярко выраженный участок насыщения, причем величина тока насыщения зависит от величины светового потока.

Световая характеристика представляет зависимость фототока от величины светового потока (в режиме насыщения анодного тока). В вакуумных кислородно-цезиевых и сурьмяно-цезиевых фотоэлементах с металлической подложкой световая характеристика линейна в широком диапазоне изменения величины светового потока. В газонаполненных и в вакуумных сурьмяно-цезиевых фотоэлементах без металлической подложки линейность сохраняется только при малых световых потоках.

Частотная характеристика определяет зависимость чувствительности фотоэлемента от частоты модуляции светового потока. В табл. 112 и 113 приведены основные параметры выпускаемых промышленностью фотоэлементов и фотоумножителей.

Фотосопротивления в электрическом отношении представляют собой обычные сопротивления, величина которых, однако, существенно зависит от освещенности. Фотосопротивления отличаются от фотоэлементов с внешним фотоэффектом, во-первых, отсутствием насыщения вольтамперной характеристики, благодаря чему чувствительность их пропорциональна приложенному напряжению (в связи с этим в таблицах наряду с чувствительностью при оптимальных рабочих напряжениях, измеряемой в микроамперах на люмен, приводится удельная чувствительность, приходящаяся на 1 *в* рабочего напряжения и измеряемая в микроамперах на люмен, умноженный на вольт), во-вторых, отсутствием прямой пропорциональности между величиной сопротивления и интенсивностью освещения, что ограничивает их применение в тех случаях, когда требуется линейная световая характеристика.

Фотосопротивления широко применяются в регулирующих схемах.

В табл. 114 приведены основные параметры фотосопротивлений.

Вентильные фотоэлементы. Вентильный элемент состоит из металлического электрода (основание), на который наносится слой полупроводника. На поверхность полупроводника напыляется тонкий полупрозрачный слой металла, являющийся вторым электродом фотоэлемента. При соответствующей термической обработке между полупроводником и металлом возникает запорный слой, пропускающий электроны только в одном направлении. При освещении фотоэлемента со стороны полупрозрачного слоя на электродах фотоэлемента возникает э. д. с. Если при этом полупрозрачный слой заряжается отрицательно, и ток во внешней цепи идет от основания к полупрозрачному слою, то такой элемент называется фотоэлементом с нормальным фотоэффектом, если же полупрозрачный слой заряжается положительно, то такой фотоэлемент называется с «положительным» фотоэффектом.

Применяются несколько типов вентильных фотоэлементов: медно-закисные, селеновые, серно-таллиевые, сернисто-серебряные (ФЭСС).

Достоинством вентильных фотоэлементов является высокая чувствительность и наличие собственной э. д. с., позволяющей использовать их

Таблица 112

Фотоэлементы с виешним фотоэффектом

Обозначение	Тип	Анодное напряжение (в *в*)	Напряжение самостоятельного разряда[1]) (в *в*)	Чувствительность (в *мка/лм*)	Области максимальной спектральной чувствительности (в *мк*)	Максимальная частота модуляции света (в *кгц*)	Максимальное значение темнового тока (в *а*)	Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)
СЦВ-3	Сурьмяно-цезиевый вакуумный	240	—	> 80	0,4—0,6	8	$1 \cdot 10^{-8}$	26	95
СЦВ-4	То же	240	—	> 80	0,4—0,6	8	$1 \cdot 10^{-7}$	39,5	129
СЦВ-51	»	240	—	> 80	0,4—0,6	8	$1 \cdot 10^{-8}$	26	95
Ф-1	Сурьмяно-цезиевый вакуумный	240	—	100 ± 30	0,215—0,6	—	$1 \cdot 10^{-4}$	40	104
Ф-8	То же	150	—	> 80	0,4—0,6	—	$1 \cdot 10^{-8}$	26	59
СЦГ-51	Сурьмяно-цезиевый газонаполненный	180	275	150	0,32—0,45	—	—	—	—
ЦВ-1	Кислородно-цезиевый вакуумный	240	—	20	0,7—0,95	—	$1 \cdot 10^{-7}$	55	125
ЦВ-3	То же	240	—	20	0,7—0,95	—	$1 \cdot 10^{-7}$	26	95
ЦВ-4	»	240	—	20	0,7—0,95	—	$1 \cdot 10^{-7}$	38,5	125
ЦГ-1	Кислородно-цезиевый газонаполненный	240	300	75—250	0,6—1,1	7	$1 \cdot 10^{-7}$	56	131
ЦГ-3	То же	240	300	200^{+200}_{-100}	0,6—1,1	8	$1 \cdot 10^{-7}$	27	62
ЦГ-4	»	240	310	200^{+200}_{-100}	0,6—1,1	7	$1 \cdot 10^{-7}$	39,5	129

[1]) Напряжение, при котором возникает самостоятельный газовый разряд в газонаполненных фотоэлементах.

Фотоумно

Обозначение	Область применения	Диаметр фотокатода (в *мм*)	Область спектральной чувствительности (в *мк*)	Максимум спектральной чувствительности (в *мк*)	Число каскадов усиления	Наименьшая интегральная чувствительность фотокатода (в *мка/лм*)	Наибольшее напряжение питания (в *в*)
ФЭУ-1	Кинотехника	—	0,4—0,6	0,45	1	40	250
ФЭУ-2	То же	—	0,4—0,6	0,45	1	40	250
ФЭУ-11	Регистрация слабых световых потоков . . .	45	0,33—0,7	0,42	12	50	2200
ФЭУ-11А	Телевизионная аппаратура	45	0,33—0,7	0,44	12	50	2200
ФЭУ-11Б	Регистрация слабых световых потоков . .	45	0,33—0,7	0,42	12	50	2200
ФЭУ-12	Телевидение и спектрофотометрия	45	0,36—0,8	0,48	12	50	2200
ФЭУ-12А	Регистрация слабых световых потоков . .	—	0,36—0,8	0,48	12	30	2200
ФЭУ-13	То же	45	0,33—0,7	0,42	12	60	2200
ФЭУ-13А	Телевизионная аппаратура	45	0,33—0,7	0,44	12	60	2200
ФЭУ-13Б	Регистрация слабых световых потоков . .	45	0,33—0,7	0,42	12	30	2200
ФЭУ-14	Телевидение и спектрофотометрия	45	0,33—0,75	0,48	12	60	2200
ФЭУ-14А	Регистрация слабых световых потоков . .	45	0,36—0,8	0,48	12	40	2200
ФЭУ-20	То же	10×5	0,3—0,6	0,39	8	20	1400
ФЭУ-25	»	25	0,4—0,6	0,45	9	10	1700
ФЭУ-27	»	25	0,36—0,8	0,48	11	30	2000
ФЭУ-29	»	34	0,3—0,6	0,39	13	45	2300
ФЭУ-31	»	18	0,33—0,7	0,42	8	20	1300

во многих схемах без источника питания. Наибольшей чувствительностью обладают серно-таллиевые и сернисто-серебряные фотоэлементы с «положительным» фотоэффектом.

В табл. 115 приведены основные параметры вентильных фотоэлементов.

Таблица 113

жители

Наименьшее напряжение питания (в *в*)	Интегральная чувствительность при различных напряжениях: Рабочее напряжение (в *в*)	Интегральная чувствительность (в *а/лм*)	Наибольший темновой ток (в *мка*)	Порог чувствительности (в *лм*)	Наибольший ток на выходе (в *ма*)	Оптический вход	Диаметр максимальный (в *мм*)	Высота максимальная (в *мм*)	Схема лампы и цоколевка
—	250	$(0{,}4—0{,}8)\times 10^{-3}$	0,1	—	—	Боковой	40	120	14—1
—	250	$(0{,}4—0{,}8)\times 10^{-3}$	0,1	—	—	То же	31	71	14—2
900	1700	5	0,8	—	25	Торцовый	52	255	14—3
900	1700	5	0,8	—	25	То же	52	255	14—3
900	1700	5	0,8	—	25	»	52	255	14—3
900	1700	5	0,8	—	25	»	52	250	14—3
900	1700	5	0,8	—	25		52	250	14—3
800	1700	6	0,4	—	5	»	52	180	14—4
800	1700	6	0,8	—	5	»	52	180	14—4
800	1700	6	0,8	—	5	»	52	180	14—4
800	1700	6	0,4	—	5	»	52	180	14—4
800	1700	4	0,8	—	5	»	52	180	14—4
750	900	1	0,008	$5\cdot 10^{-11}$	0,1	Боковой	34	95	14—5
1000	1250	1	0,05	—	0,1	Торцовый	34	114	14—6
—	1100	1	—	$3\cdot 10^{-11}$	—	»	30	108	14—7
	1500	10							
	2000	100							
800	—	—	0,03	—	0,2	»	48	200	14—8
—	850	1		$5\cdot 10^{-11}$	75	»	22,5	79	14—9
	1300	10							

§ 7. СХЕМЫ И ЦОКОЛЕВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

На всех схемах показано расположение штырьков со стороны основного цоколя лампы (вид снизу). Для ламп типа желудь это вид сверху. Черная точка на схеме указывает на то, что лампа газонаполненная. Элек-

Фотосопро

Обозначение	ФС-А1	ФС-Б2
Тип фотосопротивления	Серно-свинцовое	Сернисто-висмутовое
Рабочее напряжение (в *в*)	15—30	30—60
Удельная чувствительность (в *ма/лм · в*)	0,5	1,0
Чувствительность при оптимальном рабочем напряжении (в *а/лм*)	0,02	0,012
Кратность изменения сопротивления	1,2	4
Максимальная частота модуляции источника света (в *гц*)	1000—6000	100—400
Рабочая площадь (в $см^2$)	0,4×0,7	1,1×1,1
Темновое сопротивление (в *ом*)	10^4—10^5	10^5—10^7
Темновой ток при рабочем напряжении 15 *в* (в *мка*)	150	15
Длина волны, соответствующая максимуму спектральной характеристики (в *мк*)	2,1	0,7
Максимальная освещенность, при которой световая характеристика еще линейна (в *лк*)	—	—
Длина сопротивления (в *мм*)	28/18[3])	34
Ширина сопротивления (в *мм*)	15/6[3])	18
Высота с выводами (в *мм*)	19,5/33[3])	21,9

[1] При напряжении 70 *в*.
[2] Диаметр.
[3] Данные для ФС-А4.

Таблица 114

тивления

ФС-К0	ФС-К1	ФС-К2	ФСК-М1	ФСК-М2	ФС-Д
Серно-кадмиевое	Серно-кадмиевое	Серно-кадмиевое	Серно-кадмиевое	Серно-кадмиевое	Поликристаллическое селенисто-кадмиевое
100—300	100—300	100—300	60—150	60—150	100—200
—	3,0	2,5	—	—	—
1,2	1,2	1,2	2	2	12
—	140	35	10^3—10^5	—	—
—	10—100	10—100	5—10	<3	—
0,4×0,7	0,4×0,7	0,4—0,7	0,28	0,11×0,15	0,4×0,8
$>10^6$	10^7	10^6	10^8—10^{12}	10^6—10^9	$>10^5$
—	1,5	15	2—10^{-3}	0,2	—
—	0,6	0,52	0,51	0,52	0,78
—	—	—	600—1000 [1])	30—100 [1])	—
28 [2])	28 [2])	28	28 [2])	28 [2])	—
		12,5			
16	16	16	21	21	—

Таблица 115

Вентильные фотоэлементы

Обозначение	К-5	К-10	К-20	—	ФЭСС-У-2	ФЭСС-У-3	ФЭСС У-5	ФЭСС-У-10
Тип фотоэлемента	Селеновый			Серно-таллиевый	Сернисто-серебряный			
Рабочая площадь (в $см^2$)	5	10	20	2	2	3	5	10
Интегральная чувствительность (в *мка/лм*)	250—500			5000—10 000	3500—8000			
Фото-э. д. с. (в *мв*)	—			До 150	60—150[1])			
Внутреннее сопротивление (в *ом*)	10^3—$5 \cdot 10^1$			—	1500—3000	1000—2000	700—1400	400—800
Диапазон линейного изменения фототока от светового потока (в *мка*)	—			До 30—50	5—150[3])			
Максимальная частота модуляции источника света (в *гц*)	50—100			—	5—10			
Область максимума спектральной характеристики[2] (в *мк*)	0,5—0,6			0,8—1	0,6—1,1			

[1]) При освещенности 25 *лк*.
[2]) Измерена на уровне 0,7 от максимума.
[3]) При сопротивлении нагрузки 10—500 *ом*.

троды на схемах соединений с внешними выводами обозначены буквами:

а — анод;

$а_1$, $а_2$, $а_3$ — первый, второй, третий аноды трубки с электростатической фокусировкой;

аД — анод диода;

$аД_1$ или $аД_2$ — анод первого или второго диода (либо газотрона);

аТ — анод триода;

$аТ_1$ или $аТ_2$ — анод первого или второго триода (либо тиратрона);

$д_1$, $д_2$ — верхние отклоняющие пластины трубки с электростатическим отклонением (расположены ближе к экрану);

$д_3$, $д_4$ — нижние отклоняющие пластины трубки с электростатическим отклонением (расположены ближе к цоколю);

И — искрогаситель в электронно-лучевых трубках;

к — катод электронных ламп или коллектор в полупроводниковых приборах;

$кД_1$ или $кД_2$ — катод первого или второго диода;

$кТ_1$ или $кТ_2$ — катод первого или второго триода;

ЛП — лучеобразующие пластины лучевого тетрода;

м — модулятор электронно-лучевой трубки;

н — нить накала (в лампах прямого накала и баретторах);

$н_{ср}$ — средняя точка нити накала;

о — основание в полупроводниковых приборах;

п — подогреватель (в лампах косвенного накала);

с — сетка;

$с_1$, $с_2$, $с_3$, $с_4$, $с_5$ — сетка первая, вторая, третья, четвертая, пятая (счет ведется от катода);

$сТ_1$ или $сТ_2$ — сетка первого или второго триода;

Тп — термопара в термопреобразователях;

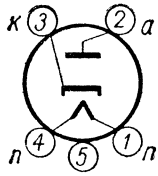
Тс — термосопротивление;

УЭ — управляющий электрод в фотоумножителях и ускоряющий электрод в электронно-лучевых трубках;

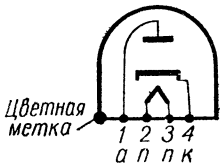
ФК — фокусирующее кольцо;

э — эмиттер в полупроводниковых приборах и в однокаскадных фотоумножителях (в многокаскадных *ФЭУ* эмиттеры буквами не обозначены);

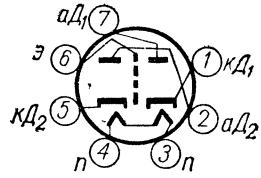
Э — внутренний экран или металлизация, а также кратер (экран) электронно-лучевого индикатора настройки.



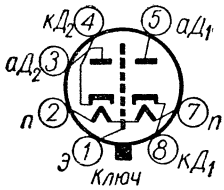
1-1



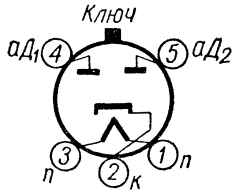
1-2



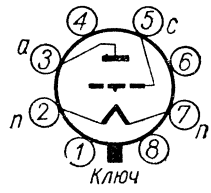
1-3



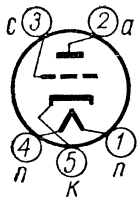
1-4



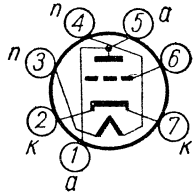
1-5



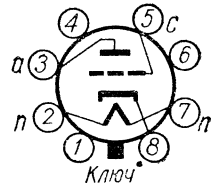
2-1



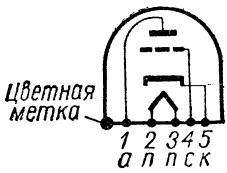
2-2



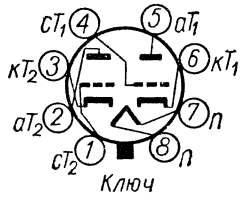
2-3



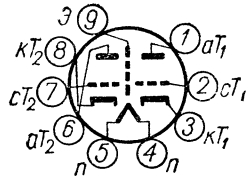
2-4



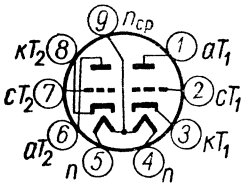
2-5



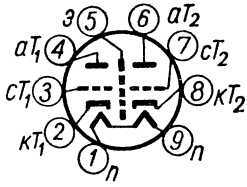
2-6



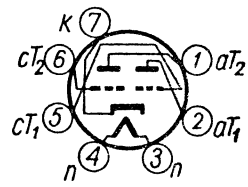
2-7



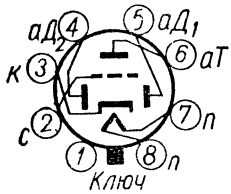
2-8



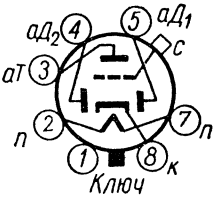
2-9



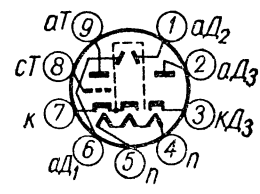
2-10



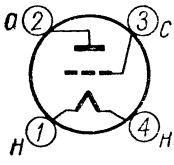
2-11



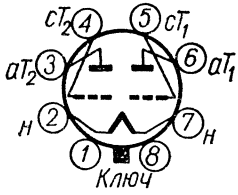
2-12



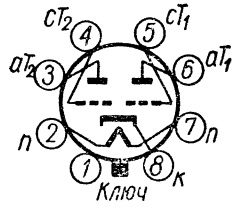
2-13



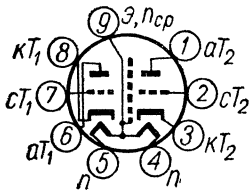
2-14



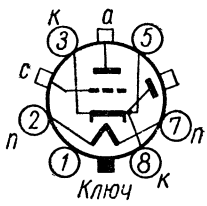
2-15



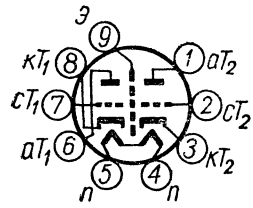
2-16



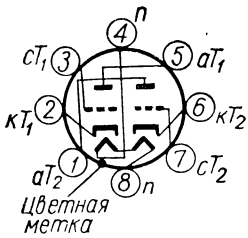
2-17



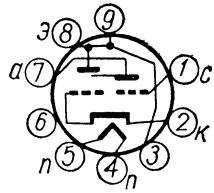
2-18



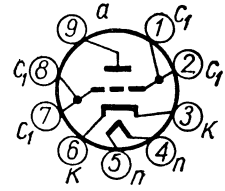
2-19



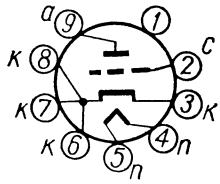
2-20



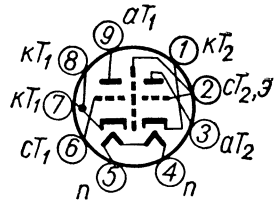
2-21



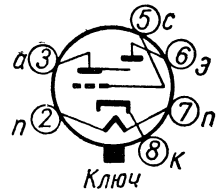
2-22



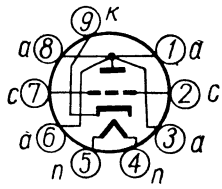
2-23



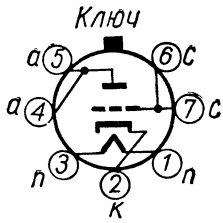
2-24



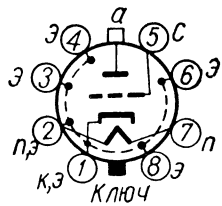
2-25



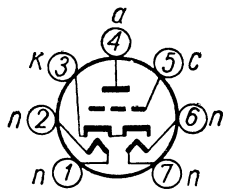
2-26



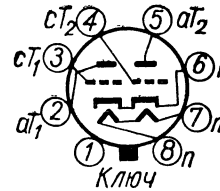
2-27



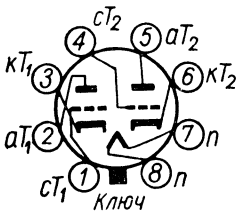
2-28



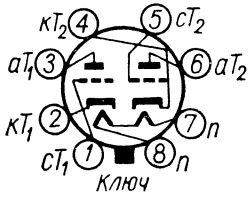
2-29



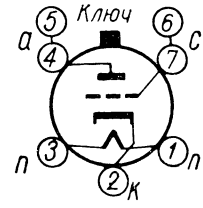
2-30



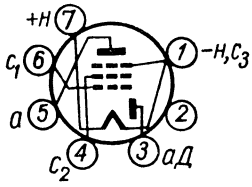
2-31



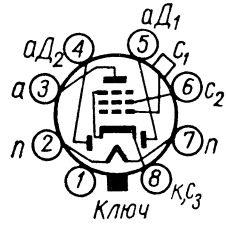
2-32



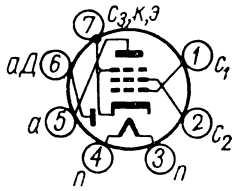
2-33



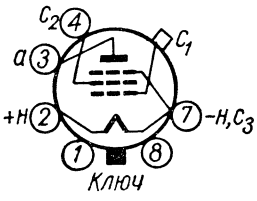
3-1



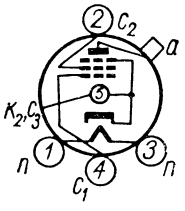
3-2



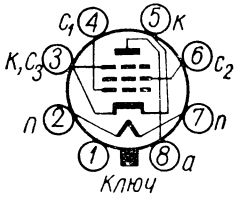
3-3



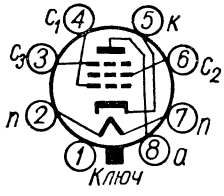
3-4



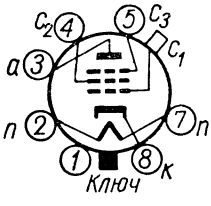
3-5



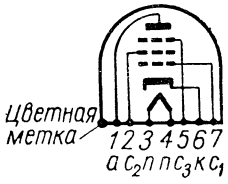
3-6



3-7

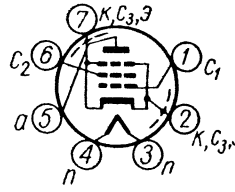


3-8

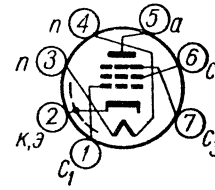


3-9

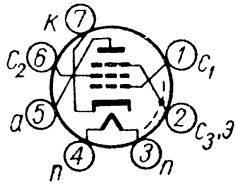
3-10



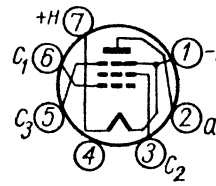
3-11



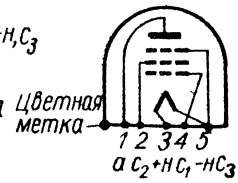
3-12



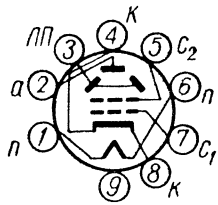
3-13



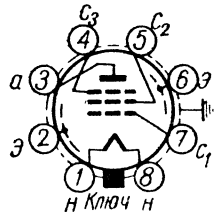
3-14



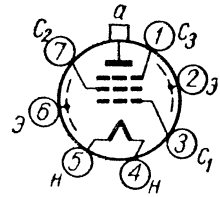
3-15



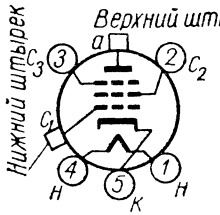
3-16



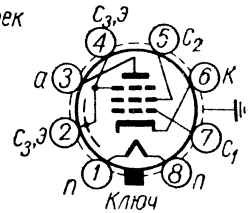
3-17



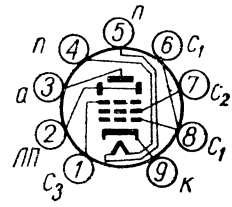
3-18



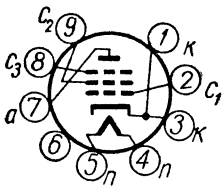
3-19



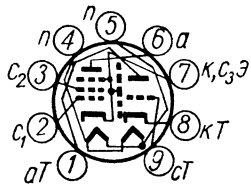
3-20



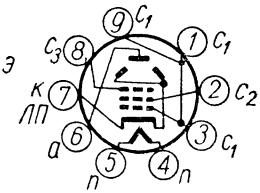
3-21



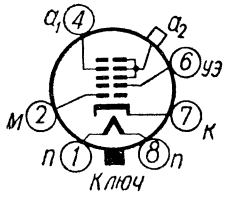
3-22



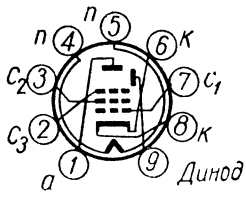
3-23



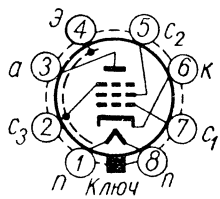
3-24



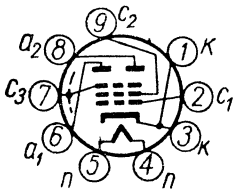
3-25



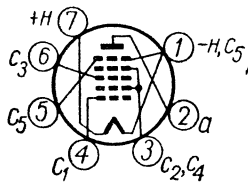
3-26



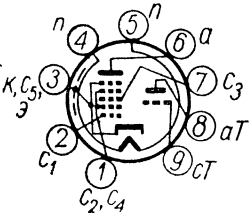
3-27



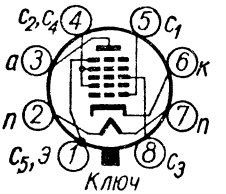
3-28



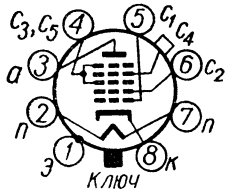
4-1



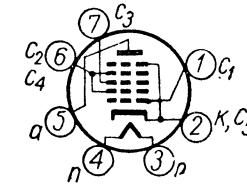
4-2



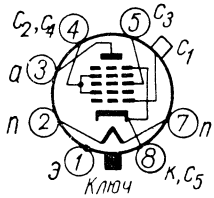
4-3



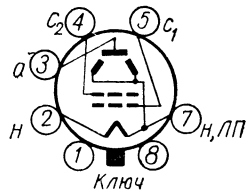
4-4



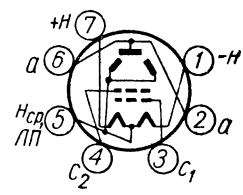
4-5



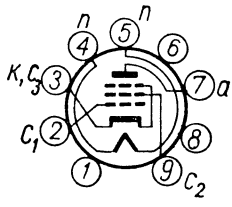
4-6



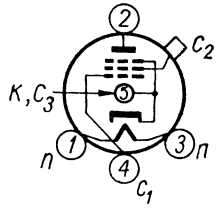
5-1



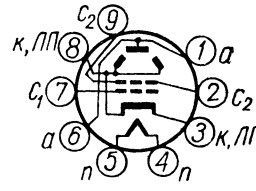
5-2



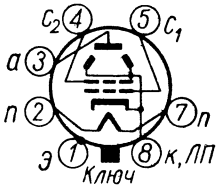
5-3



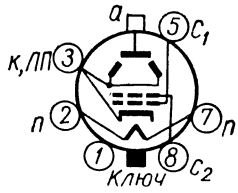
5-4



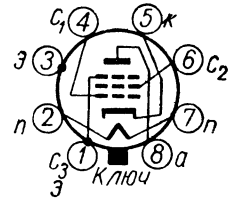
5-5



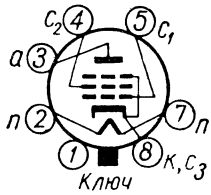
5-6



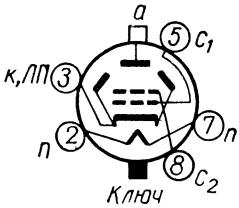
5-7



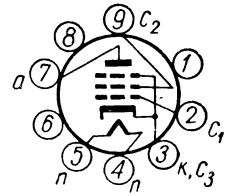
5-8



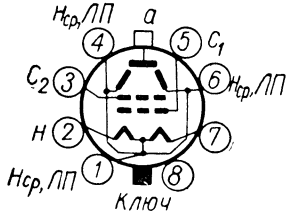
5-9



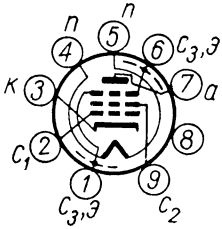
5-10



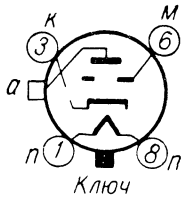
5-11



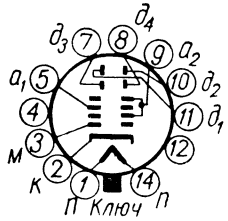
5-12



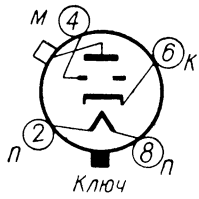
5-13



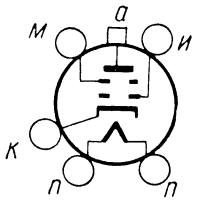
6-1



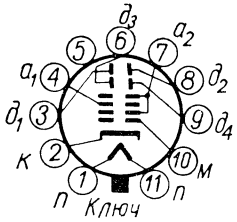
6-2



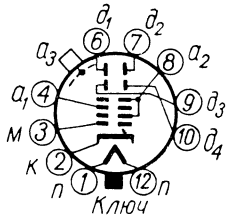
6-3



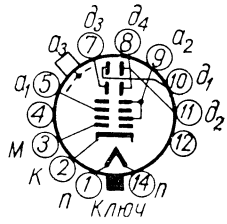
6-4



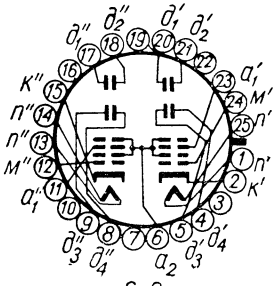
6-5



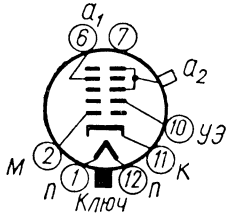
6-6



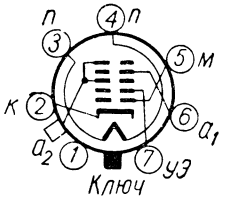
6-7



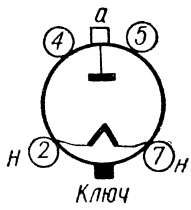
6-8



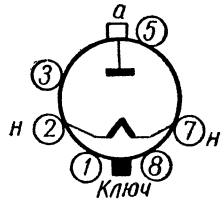
6-9



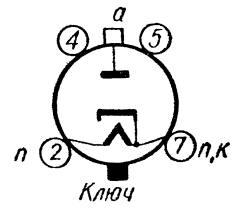
6-10



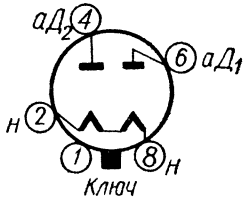
7-1



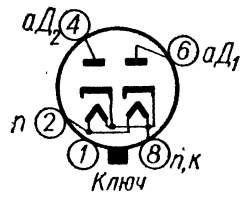
7-2



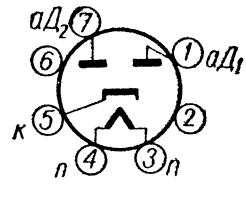
7-3



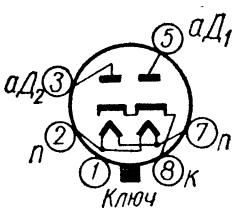
7-4



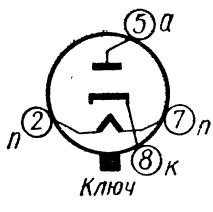
7-5



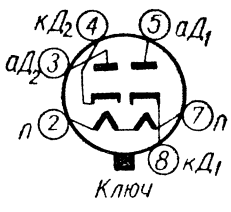
7-6



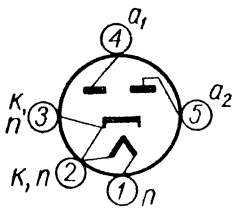
7-7



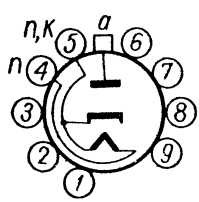
7-8



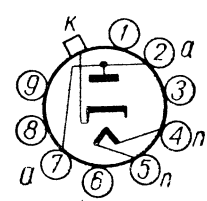
7-9



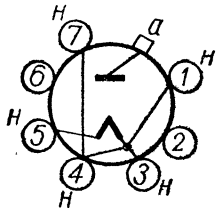
7-10



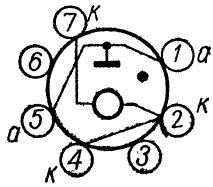
7-11



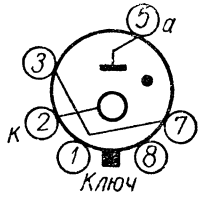
7-12



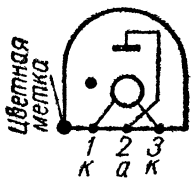
7-13



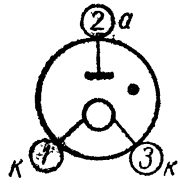
8-1



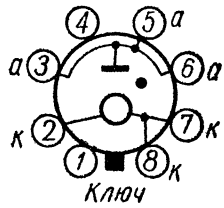
8-2



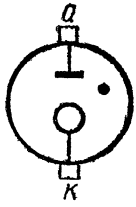
8-3



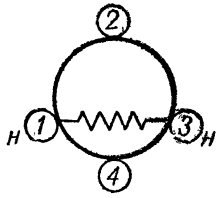
8-4



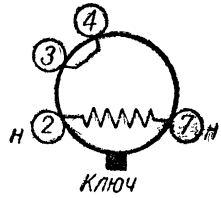
8-5



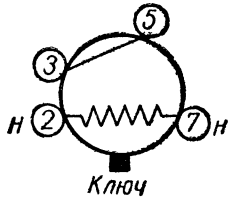
8-6



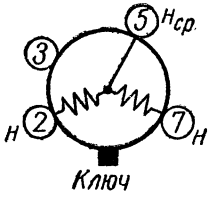
9-1



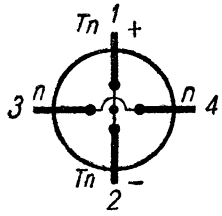
9-2



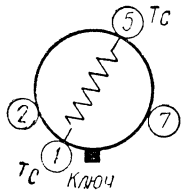
9-3



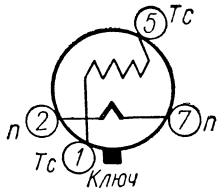
9-4



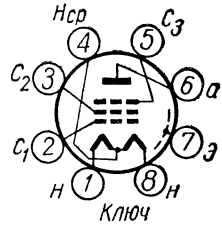
10-1



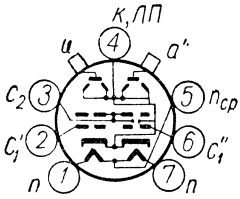
10-2



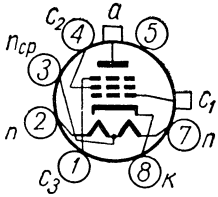
10-3



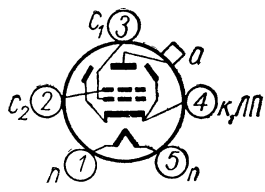
11-1



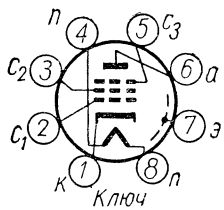
11-2



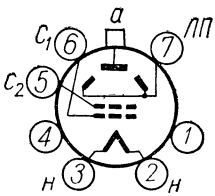
11-3



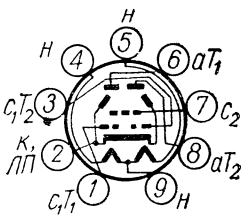
11-4



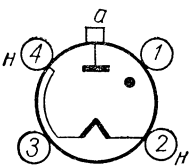
11-5



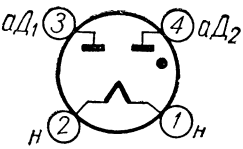
11-6



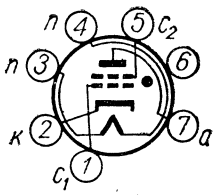
11-7



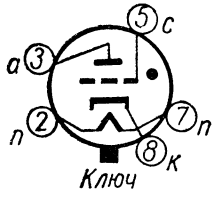
12-1



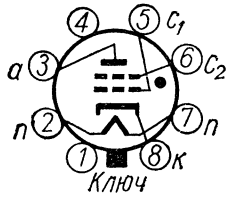
12-2



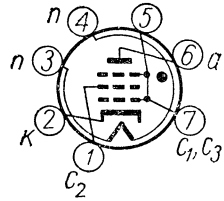
12-3



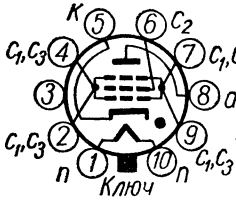
12-4



12-5

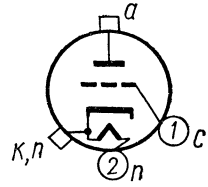


12-6

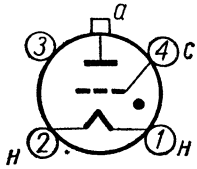


12-7

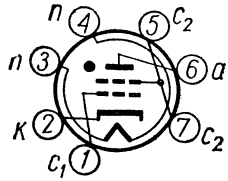
12-8



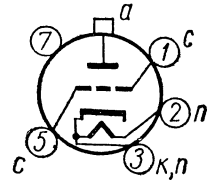
12-9



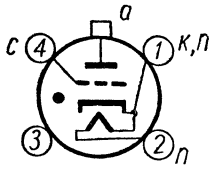
12-10



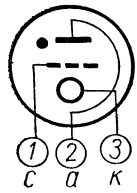
12-11



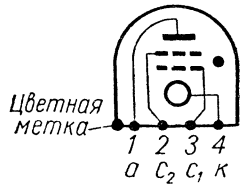
12-12



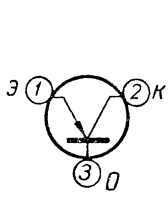
12-13



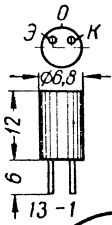
12-14



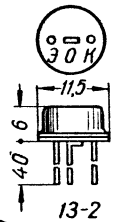
12-15



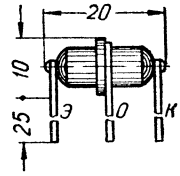
13-1-7



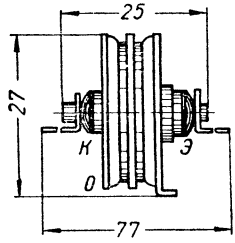
13-1



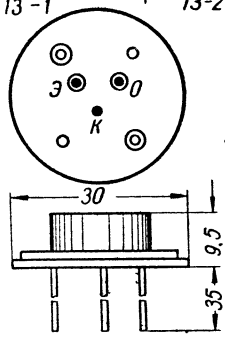
13-2



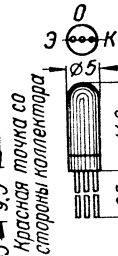
13-3



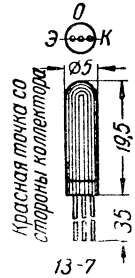
13-4



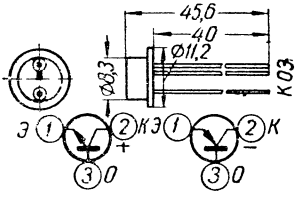
13-5



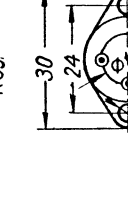
13-6



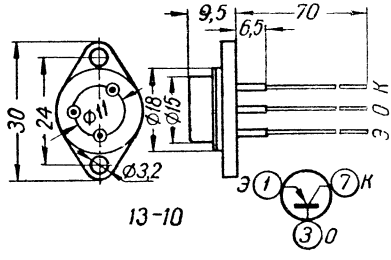
13-7



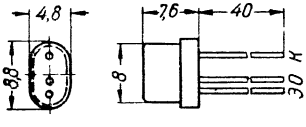
13-8



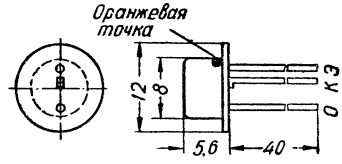
13-9



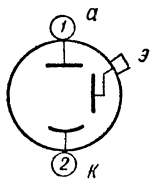
13-10



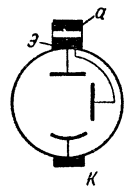
13-11



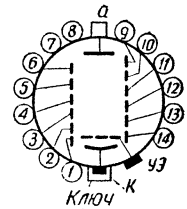
13-12



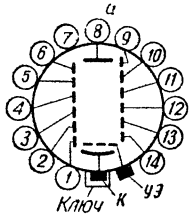
14-1



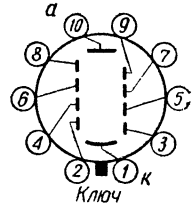
14-2



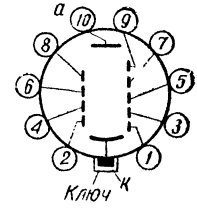
14-3



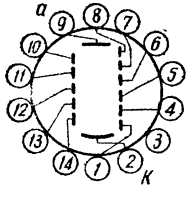
14-4



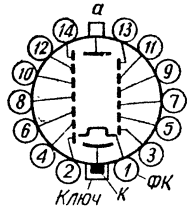
14-5



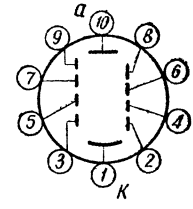
14-6



14-7



14-8

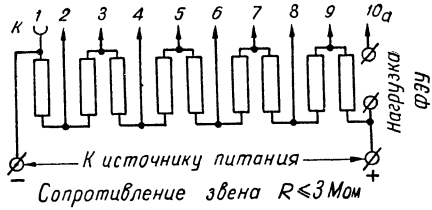


14-9

Схемы включения ФЭУ
(Цифры соответствуют номерам ножек на цоколевках, указанных под схемой)

Сопротивление звена R ≤ 3 Мом

14-3, 14-4

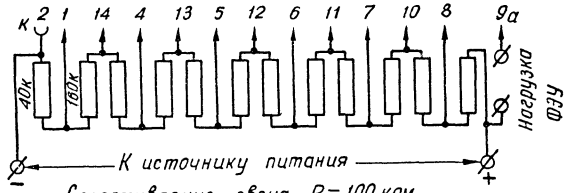


Сопротивление звена $R \leqslant 3$ Мом

14-5, 14-9

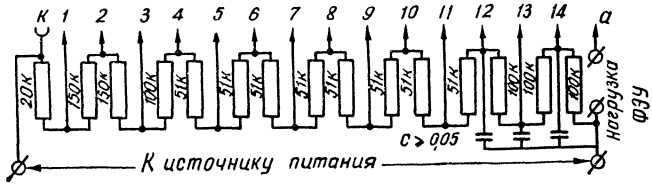
Сопротивление звена $R \leqslant 3$ Мом

14-6



Сопротивление звена $R = 100$ ком

14-7



14-8

ГЛАВА X

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ РАБОТУ УСИЛИТЕЛЯ

Коэффициент усиления по напряжению — отношение напряжения, получаемого на выходе усилителя, к напряжению, подведенному к его входу,

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Это один из основных показателей, характеризующих работу усилителя напряжения. Для усилителей мощности более важной величиной является выходная мощность.

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов (ступеней)

$$K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \ \ldots \ \cdot K_n.$$

Часто коэффициент усиления измеряется в логарифмических единицах — децибелах. Коэффициент усиления по напряжению, выраженный в децибелах,

$$K_{дб} = 20 \lg K = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Если коэффициенты усиления выражены в децибелах, то коэффициент усиления усилителя равен сумме коэффициентов усиления каскадов.

Кроме коэффициента усиления по напряжению, иногда пользуются коэффициентами усиления по току и по мощности.

Выходная мощность является одной из основных величин, характеризующих оконечные каскады (усилители мощности). Максимальная мощность на выходе усилителя ограничена искажениями, возникающими за счет нелинейности характеристик ламп при больших амплитудах сигналов.

Номинальная выходная мощность — наибольшая мощность, при которой искажения не превышают допустимой величины.

Номинальное входное напряжение — напряжение, которое нужно подвести ко входу усилителя, чтобы получить номинальную выходную мощность.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) усилителя позволяет оценивать его экономичность. Различают электрический и промышленный к. п. д.

Электрический к. п. д. усилительного каскада равен отношению его полезной выходной мощности к мощности, потребляемой от источника анодного напряжения.

Промышленный к. п. д. равен отношению полезной мощности к мощности, потребляемой от всех источников, питающих данный каскад.

Входное сопротивление усилителя — сопротивление переменному току, которое представляет входная цепь усилителя для источника входного напряжения. Входное сопротивление усилителя зависит от частоты напряжения, подведенного к его входу.

Диапазон усиливаемых частот (или полоса пропускания) — область частот, в которой коэффициент усиления изменяется не больше, чем это допустимо по техническим условиям.

Приводим граничные частоты полосы пропускания усилителей для некоторых трактов передачи:

Высококачественное радиовещание (1-го класса)	50—10000 *гц*
Радиовещание (2-го класса)	80 ÷ 100— 5000 »
Звукозапись и звуковое кино	40 ÷ 50 —10000 »
Телефония	300— 2500 »

Динамический диапазон амплитуд — отношение (в децибелах) амплитуд наиболее сильного и наиболее слабого сигналов. Уровень наиболее слабого передаваемого сигнала ограничивается в усилителе его собственными шумами или уровнем помех. Величина максимального передаваемого напряжения ограничена искажениями, возникающими в усилителе за счет нелинейности характеристик ламп. Передача будет вполне удовлетворительной, если воспроизводятся мощности, отличающиеся в 1 млн. раз. Для этого необходимо передавать напряжения, отличающиеся в 1000 раз (динамический диапазон 60 *дб*).

Искажения в усилителях низкой частоты. Искажения, возникающие в усилителях вследствие нелинейности характеристик электронных ламп, полупроводниковых триодов и характеристик намагничивания трансформаторных сердечников, называются нелинейными искажениями. При наличии нелинейных искажений в усилителе на выходе его возникают новые частоты (гармоники), отсутствующие на входе.

Степень нелинейных искажений характеризуется коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник), представляющим собой отношение корня квадратного из суммы квадратов напряжений гармоник к напряжению основной частоты (первой гармоники):

$$k_г = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots}}{U_1}.$$

Практически имеют значение только вторая и третья гармоники. Обычно коэффициент нелинейных искажений выражается в процентах. В усилителях для радиоприемников и магнитофонов величина $k_г$ не должна превышать 5—7%, а в телевидении и радиотелефонии допускается 15—20%.

Комбинационные тона получаются тогда, когда на вход усилителя, вносящего нелинейные искажения, подводятся одновременно колебания нескольких частот. В этом случае на выходе, кроме этих частот

и их гармоник, появляются суммарные и разностные частотные комбинации между любой, в том числе и первой, гармоникой одной частоты и любой гармоникой другой частоты. Комбинационные тона могут получаться при усилении любой реальной программы.

Искажения, обусловленные изменением величины коэффициента усиления на различных частотах, называются частотными искажениями. Частотные искажения можно оценить по частотной характеристике усилителя, которой называется зависимость коэффициента усиления (или его отклонения от среднего значения)

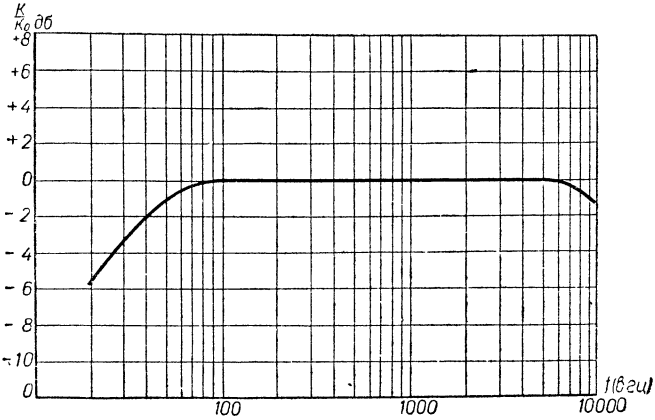


Рис. 157. Частотная характеристика УНЧ.

от частоты. На рис. 157 показан пример частотной характеристики усилителя низкой частоты. Изменение усиления на разных частотах по отношению к коэффициенту усиления K_0 в области средних частот выражено в децибелах. Масштаб по оси частот логарифмический.

Коэффициент частотных искажений — отношение коэффициента усиления на средней частоте к коэффициенту усиления на данной частоте. Для частотных искажений в области низких частот

$$M_н = \frac{K_0}{K_н}$$

и в области высоких частот

$$M_в = \frac{K_0}{K_в},$$

где K_0, $K_н$ и $K_в$ — коэффициенты усиления на средних, низких и высоких частотах соответственно.

Искажения, возникающие при сдвиге фазы выходного напряжения усилителя на угол φ относительно фазы входного напряжения, называются фазовыми искажениями. Условие отсутствия фазовых искажений такое же, как и для фильтров (см. гл. VII).

Переходные искажения появляются в результате наложения на воспроизводимый сигнал неустановившихся процессов. Особенно существенными в этом отношении являются неустановившиеся процессы подвижной системы громкоговорителей. Для уменьшения переходных искажений нужно уменьшать выходное сопротивление усилителя.

Микрофонные помехи (микрофонный эффект) — наведение в цепях усилителя мешающего напряжения в результате воздействия на шасси и лампы усилителя механических колебаний в виде звуковых волн, вибраций, ударов и пр.

На выходе усилителей, питаемых от сети переменного тока, могут появляться напряжения с частотой этого тока и его гармоник (50, 100 *гц* и т. д.), вследствие чего в громкоговорителе бывает слышен фон переменного тока.

ГОСТ на радиовещательные приемники устанавливает, что напряжение фона на выходе должно быть меньше наибольшего напряжения полезного сигнала, по крайней мере, в 200 раз (46 *дб*) в приемниках 1-го класса, в 70 раз (37 *дб*) — в приемниках 2-го класса и в 20 раз (26 *дб*) — в приемниках 3-го класса.

§ 2. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Классы усилителей мощности. Усилитель класса А — усилитель, в котором форма переменной составляющей анодного тока является достаточно точным воспроизведением формы переменного сеточного напряжения и анодный ток проходит через лампу в течение всего периода.

Усилитель класса АВ — усилитель, у которого напряжение смещения и переменное напряжение на управляющей сетке таковы, что анодный ток протекает через лампу меньше, чем в течение периода, но больше, чем полупериода.

Усилитель класса В имеет смещение на управляющей сетке примерно равное напряжению отсечки анодного тока; анодный ток протекает через лампу в течение полупериода.

Индексы 1 и 2 (например A_1, AB_2 и т. д.) указывают на работу с сеточными токами (2) и без сеточных токов (1).

Однотактные усилители мощности, как и усилители напряжения, работают только в классе А.

Выбор лампы и режима усилителя мощности. В усилителях мощности применяются достаточно мощные триоды, пентоды или лучевые тетроды.

Усилители мощности на триодах менее чувствительны к изменениям величины нагрузки и вносят меньше искажений. Однако усилители мощности на триодах отличаются сравнительно низким к. п. д. и низкой чувствительностью (отношение выходной мощности к входному напряжению). Триоды целесообразно применять, если нагрузка сильно зависит от частоты или изменяется во времени, например, в усилителе, нагруженном громкоговорителями, телефонами или трансляционной сетью, а также в усилителях малой мощности (порядка долей ватта).

Усилители мощности на пентодах или лучевых тетродах более чувствительны, чем усилители на триодах, и имеют более высокий к. п. д. Их целесообразно применять в малоламповых и батарейных радиоприемниках, а также в тех случаях, когда требуется повышенная мощность при достаточно высоком к. п. д.

Двухтактную схему оконечного каскада целесообразно применять при выходной мощности более 3—5 *вт*. При выходной мощности более 8—10 *вт* двухтактные схемы применяются, как правило.

Двухтактная схема по сравнению с однотактной имеет следующие преимущества:

1) уменьшаются частотные и нелинейные искажения в выходном трансформаторе, так как отсутствует постоянное подмагничивание;

2) уменьшаются искажения благодаря взаимной компенсации четных гармоник анодного тока ламп двухтактного каскада. Это особенно заметно в случае применения триодов;

3) уменьшается чувствительность к пульсациям питающих напряжений;

4) через источник анодного питания не проходит ток основной частоты, что способствует устойчивости усилителя.

Режим А целесообразно применять при сравнительно малых выходных мощностях (до 5—10 *вт*), в особенности тогда, когда важно работать с небольшими искажениями.

Режим $АВ_1$ выгодно применять в усилителях средней мощности (до 50 *вт*), так как в этом режиме лучше используются лампы и повышается к. п. д. При малых мощностях режим $АВ_1$ целесообразно применять в случае, когда важно сократить расход энергии источников, например, при питании от батарей.

Режим $АВ_2$ используется при больших выходных мощностях (более 50 *вт*).

Выбор анодного напряжения для усилителей мощности. Постоянное напряжение на аноде лампы выходного каскада при расчете можно принять равным

$$U_{a0} = 0{,}9E_a,$$

где E_a — напряжение источника анодного напряжения.

Если величина E_a не задана, то при ее выборе следует учитывать, что при увеличении E_a возрастает полезная мощность, которую можно получить от ламп, и уменьшаются нелинейные искажения. Значение U_{a0} не должно превышать допустимого для данного типа лампы $U_{a.доп}$, которое приводится в справочниках по радиолампам.

§ 3. ОДНОТАКТНЫЙ ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Схемы. Типовые схемы однотактных каскадов приведены на рис. 158.

Схема с непосредственным включением нагрузки в анодную цепь лампы (рис. 158, *а*) применяется только при очень малых мощностях, там, где требуется максимальная простота. По такой схеме включают высокоомные телефоны и маломощные электромагнитные громкоговорители в наиболее простых приемниках.

Более совершенной является схема с дроссельным выходом (рис. 158,*б*), имеющая следующие преимущества: 1) незначительное падение постоянного напряжения на дросселе; 2) изоляция нагрузки от анодного напряжения благодаря включению разделительных конденсаторов *С*.

Недостатком этой схемы является невозможность эффективного использования лампы при очень малых и очень больших сопротивлениях нагрузки.

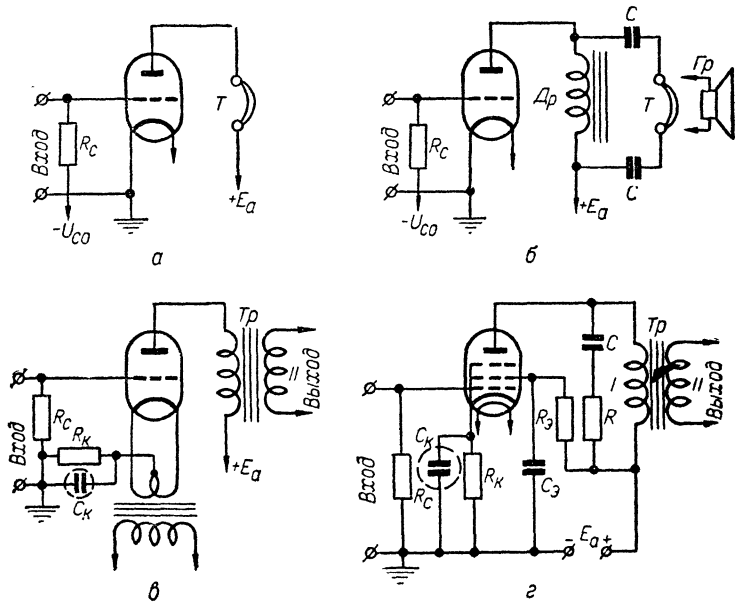


Рис. 158. Схемы однотактных оконечных каскадов.

Чаще всего оконечные каскады выполняют по трансформаторной схеме (рис. 158, *в*, *г*), в которой сопротивление нагрузки может быть практически любой величины. Для согласования нагрузки с величиной внутреннего сопротивления лампы применяется выходной трансформатор *Тр*.

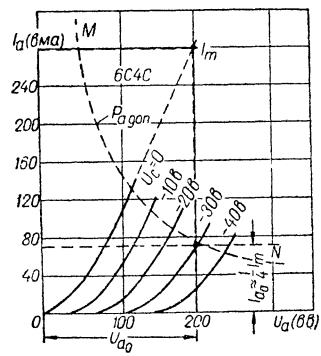


Рис. 159. Определение рабочей точки оконечного каскада на триоде.

Типовые режимы однотактных усилителей мощности приведены в табл. 116. Если почему-либо нельзя обеспечить напряжение анодного питания, соответствующее типовому режиму, то следует произвести расчет режима каскада для заданного напряжения.

Расчет режима однотактного оконечного каскада на триоде. Если выбранное значение U_{a0} соответствует типовому режиму для данного типа лампы, то величины U_{c0}, I_{a0}, μ, S, R_i, а иногда и R_a, можно найти в справочнике по радиолампам. В других случаях следует воспользоваться семейством анодных характеристик для ламп данного типа.

Рабочая точка выбирается так, как это показано на рис. 159. Величи-

на тока I_m находится при выбранном анодном напряжении U_{a0} и $U_c = 0$. Для этого иногда нужно продлить характеристику $U_c = 0$. Ток в рабочей точке приблизительно равен $^1/_4 I_m$. Если при таком построении рабочая точка располагается выше линии допустимой мощности рассеяния на аноде лампы (линия MN на рис. 159 и 160), то ее нужно сдвинуть под линию.

При выборе рабочей точки определяются величины I_{a0}, U_{c0}, а также R_i в рабочей точке (см. стр. 203).

Амплитуда переменного напряжения на сетке принимается равной величине напряжения сеточного смещения:

$$U_{mc} = U_{c0}.$$

Далее находится величина $R_a = \alpha R_i$ и строится динамическая характеристика в анодных координатах. Величину множителя нагрузки α сле-

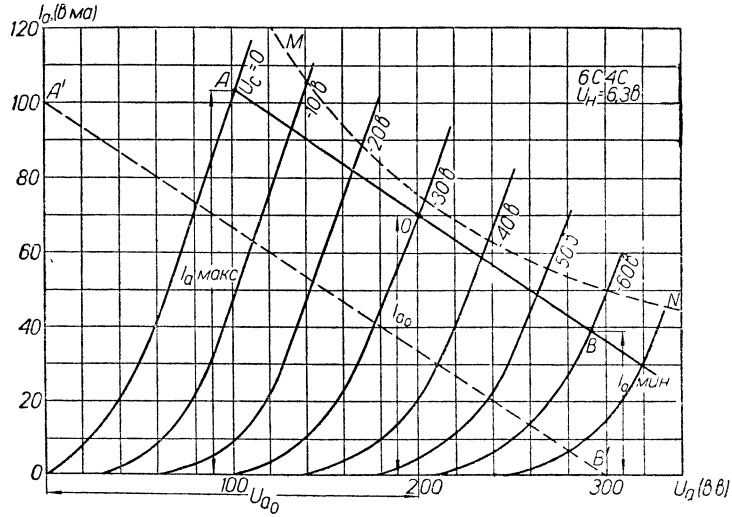


Рис. 160. Построение динамической характеристики однотактного оконечного каскада на триоде.

дует выбирать порядка 3—5. Построение динамической характеристики для $R_a = 3$ *ком* показано на рис. 160. На оси U_a откладывается любое значение напряжения и из этой точки проводится прямая в точку $I_a = \dfrac{U_a}{R_a}$ на вертикальной оси координат (линия $A'B'$). Параллельно этой линии через рабочую точку проводится линия, которая и является динамической характеристикой (линия AB).

По динамической характеристике находятся амплитуда переменной составляющей анодного тока

$$I_{ma} = \frac{I_{a.\,макс} - I_{a.\,мин}}{2}$$

Типовые режимы работы однотактных оконечных

Тип лампы	Напряжение накала (в *в*)	Ток накала (в *а*)	Напряжение источника анодного питания (в *в*)	Напряжение на экранной сетке (в *в*)	Смещение на управляющей сетке (в *в*)	Амплитуда напряжения на управляющей сетке (в *в*)	Сопротивление смещения в цепи катода (в *ом*)
2П1П	1,2	0,06	67	67	—3,5	3,5	—
		0,12	67	67	—3,5	3,5	—
		0,06	90	67	—3,5	3,5	—
		0,12	90	67	—3,5	3,5	—
		0,12	90	90	—4,5	4,5	—
2П2П	1,2	0,06	60	60	—3,5	3,5	—
			90	60	—4,0	4,0	—
4П1Л	2,1	0,65	120	120	—6,4	6,4	—
			160	160	—8,5	8,5	—
			200	160	—9,0	9,0	—
			240	160	—10,2	10,2	—
6П1П	6,3	0,45	250	250	—12,5	12,5	—
6П3С	6,3	0,9	250	250	—14,0	14,0	—
			250	250	—	14,0	170
			300	200	—12,5	12,5	—
			300	200	—	12,5	220
			375	125	—9,0	8,0	—
			375	125	—	8,5	365
			250	—	—20,0	20,0	—
			250	—	—	20,0	490
6П6С	6,3	0,45	180	180	—8,5	8,5	—
			250	250	—12,5	12,5	—
			315	225	—13,0	13,0	—
6П9	6,3	0,65	300	150	—3,0	3,0	—
6П14П	6,3	0,75	150	150	—3,9	3,6	—
			150	150	—	3,6	160
			200	200	—5,2	5,0	—
			200	200	—	5,0	135
			250	250	—6,5	6,0	—
			250	250	—	6,0	120
			250	235	—	5,5	120
			250	210	—	5,5	140
6П15П	6,3	0,75	300	150	—	2,5	75
6П18П	6,3	0,76	175	175	—	6,4	110
6С4С	6,3	1,0	250	—	—45,0	45,0	750

Примечания: 1. Включена одна половина нити накала. 2. Обе фиксированным смещением. 4. Работа в схеме с автоматическим смеще-

Таблица 116

каскадов усилителей низкой частоты

Анодный ток (в *ма*)	Ток экранной сетки (в *ма*)	Крутизна характеристики (в *ма/в*)	Внутреннее сопротивление (в *ком*)	Оптимальное сопротивление нагрузки (в *ком*)	Максимальная отдаваемая мощность (в *вт*)	Коэффициент нелинейных искажений (в проц.)	Примечания
2,8	0,65	0,9	260	24	0,06	7	1; 3
5,6	1,3	1,8	130	12	0,12	7	2; 3
2,9	0,65	0,9	300	36	0,08	7	1; 3
5,8	1,3	1,8	150	18	0,16	7	2; 3
9,5	2,1	2,15	100	10	0,27	7	2; 3
3,5	0,8	1,1	120	20	0,065	10	3
3,0	0,6	0,95	160	25	0,1	10	3
25	4	6	—	6	1,0	7	2; 3
40	6	—	—	5	1,8	7	2; 3
37	5	—	—	6	2,4	7	2; 3
31	4	—	—	7	2,6	7	2; 3
45	5	4,5	50	5	4,5	7	3
72	5	6,0	22,5	2,5	6,5	10	3
75	5,4	—	—	2,5	6,5	10	4
48	2,5	—	—	4,5	6,5	11	3
51	3	—	—	4,5	6,5	11	4
24	0,7	—	—	14	4,2	9	3
24	0,7	—	—	14	4	9	4
40	—	4,7	1,7	5	1,4	5	3; 5
40	—	—	—	6	1,3	6	4; 5
29	3	3,7	58	5,5	2	8	3
45	4,5	4,1	52	5	4,25	6	3
34	2,2	3,75	77	8,5	5,5	12	3
30	7	11,7	130	10	3,0	7	3
22	2,3	—	—	6,3	1,3	11	3
22	2,3	—	—	6,3	1,2	12	4
34	4,0	—	—	5,3	3,0	11	3
34	4,0	—	—	5,3	2,7	12	4
48	5,0	11,3	50	4,8	5,4	10	3
48	5,0	11,3	50	4,8	5,0	11	4
43	4,5	—	—	6,0	4,6	10	4
34	3,2	—	—	6,5	3,6	10	4
28	8,0	14,5	37	10,0	3,6	10	4
50	12,0	11,0	22	3,0	3,5	9	4
60	—	5,25	0,8	2,5	3,5	6	4

половины нити накала соединены параллельно. 3. Работа в схеме с нием. 5. Триодное включение.

и амплитуда второй гармоники тока

$$I_{ma_2} = \frac{0{,}5\,(I_{а.\,макс} + I_{а.\,мин}) - I_{a0}}{2}.$$

Отдаваемая в нагрузку мощность (в *вт*)

$$P_{\sim} = \frac{I_{ma}^2 R_a \eta_т}{2000},$$

где I_{ma} — в *ма*, R_a — в *ком*, $\eta_т$ — к. п. д. выходного трансформатора (см. гл. VI).

Коэффициент нелинейных искажений при учете только второй гармоники

$$k_г = \frac{I_{ma_2}}{I_{ma}} \cdot 100\%.$$

Пример (рис. 160). Лампа 6С4С, $U_{a0} = 200$ *в*, $U_{c0} = -30$ *в*, $I_{a0} = 70$ *ма*, $R_i = 750$ *ом*, $\alpha = 4$, $R_a = 3$ *ком*, $U_{mc} = U_{c0} = 30$ *в*, $\eta_т = 0{,}8$.

$$I_{ma} = \frac{103 - 39}{2} = 32 \text{ ма};$$

$$I_{ma_2} = \frac{0{,}5\,(103 + 39) - 70}{2} = 0{,}5 \text{ ма};$$

$$P_{\sim} = \frac{32^2 \cdot 3 \cdot 0{,}8}{2000} \approx 1{,}3 \text{ вт};$$

$$k_г = \frac{0{,}5}{32} \cdot 100 \approx 1{,}5\%.$$

Расчет режима оконечного каскада на пентоде или лучевом тетроде.

1. Задаются постоянным напряжением на экранирующей сетке $U_э$ (в *в*). Часто $U_э = U_{a0}$.

2. По анодным характеристикам выбранной лампы (для выбранного $U_э$) задаются (рис. 161):

а) максимальным анодным током $I_{a_{макс}}$, который определяется на перегибе характеристики для $U_c = 0$. Обычно эта величина тока получается при $U_a = (0{,}1 - 0{,}25)U_{a0}$;

б) минимальным анодным током $I_{а.мин} = 0{,}1\ I_{а.макс}$.

Напряжение на управляющей сетке, примерно соответствующее величине $I_{а.мин}$, принимается за максимальное отрицательное значение этого напряжения $U_{с.макс}$.

3. Определяют постоянное отрицательное смещение на сетке

$$U_{c0} = \frac{U_{с.макс}}{2}.$$

Рабочая точка выбирается на пересечении характеристики для $U_c = U_{a0}$ и вертикальной линии, соответствующей $U^a{}_0$ (точка О).

4. Проверяют выполнение условия

$$P_{\text{а. доп}} \geqslant P_{\text{а0}} = \frac{U_{\text{а0}} I_{\text{а0}}}{1000},$$

где $P_{\text{а. доп}}$ — допустимая мощность рассеивания на аноде (в *вт*);
$U_{\text{а0}}$ — анодное напряжение (в *в*);
$I_{\text{а0}}$ — анодный ток в рабочей точке (в *ма*).

Если это условие не выполняется, то нужно выбрать другую рабочую точку.

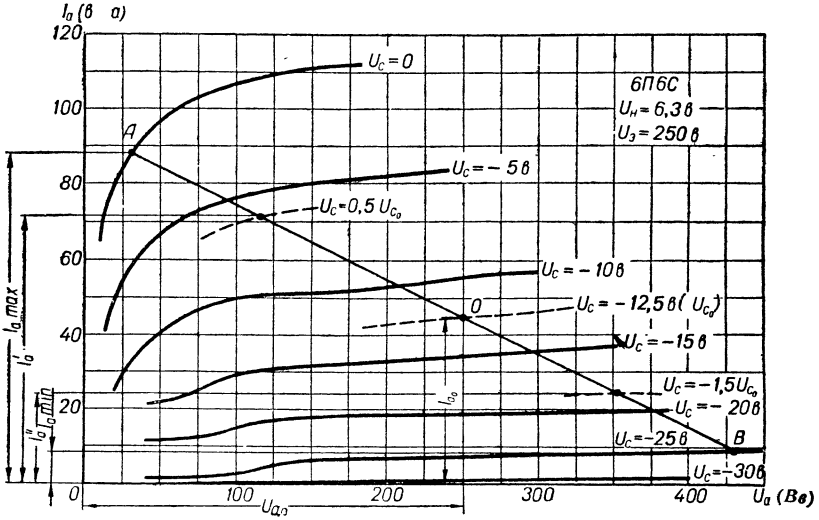


Рис. 161. Построение динамической характеристики однотактного оконечного каскада на пентоде.

5. Проводят динамическую характеристику — прямую линию, проходящую через рабочую точку *O* до пересечения с характеристиками для $U_c = 0$ и $U_c = U_{\text{с. макс}}$. Наклон динамической характеристики выбирают так, чтобы она пересекала характеристику $U_c = 0$ в точке *A* на перегибе (при выбранной величине тока $I_{\text{а. макс}}$).

6. Находят амплитуду переменного напряжения на управляющей сетке

$$U_{mc} = U_{c0}.$$

7. Определяют амплитуду переменного напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора

$$U_{ma} = \frac{U_{\text{а. макс}} - U_{\text{а. мин}}}{2}.$$

8. Определяют амплитуду переменной составляющей анодного тока

$$I_{ma} = \frac{I_{а.\,макс} - I_{а.\,мин}}{2}.$$

9. Определяют отдаваемую в нагрузку мощность (в *вт*)

$$P_{\sim} = \frac{U_{ma} I_{ma}}{2000} \eta_т,$$

где $\eta_т$ — к. п. д. выходного трансформатора, U_{ma} — в *в* и I_{ma} — в *ма*.

10. Определяют коэффициент нелинейных искажений

$$k_г = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} \cdot 100\%,$$

где

$$\gamma_2 = \frac{0{,}5\,(I_{а.\,макс} + I_{а.\,мин}) - I_{а0}}{I_{а.\,макс} - I_{а.\,мин}};$$

$$\gamma_3 = \frac{2\,(I'_а - I''_а) - (I_{а.\,макс} + I_{а.\,мин})}{2\,(I_{а.\,макс} + I'_а - I_{а.\,мин} - I''_а)}.$$

Способ определения величин $I'_а$ и $I''_а$ показан на рис. 161.

11. Определяют величину нагрузочного сопротивления (в *ком*)

$$R_а = \frac{U_{ma}}{I_{ma}},$$

где U_{ma} — в *в*, I_{ma} — в *ма*.

Если по расчету получается недостаточная величина $P_{\sim}$ или слишком большой коэффициент нелинейных искажений $k_г$, нужно попробовать изменить наклон динамической характеристики (поворачивая ее вокруг точки O, т. е. изменяя величину $R_а$), взять другую рабочую точку или увеличить $U_{а0}$, но не выше $U_{а.\,доп}$ для лампы данного типа, и так, чтобы

$$P_{а0} \leqslant P_{а.\,доп}.$$

Если при $U_{а.\,доп}$ не удастся получить необходимую мощность $P_{\sim}$ при допустимом $k_г$ или нет возможности увеличить $U_{а0}$, то придется выбрать более мощную лампу.

Пример (см. рис. 161). Лампа 6П6С. $U_{а0} = U_э = 250$ *в*; $I_{а.\,макс} = 89$ *ма*; $I_{а.\,мин} = 9$ *ма*; $U_{с.\,макс} = -25$ *в*; $U_{с0} = -12{,}5$ в; $I_{а0} = 45$ *ма*; $P_{а0} = 11{,}2$ *вт* < 12 *вт*; $U_{mc} = 12{,}5$ *в*; $U_{ma} = 200$ *в*; $I_{ma} = 40$ *ма*; $P_{\sim} = 3{,}2$ *вт*; $\gamma_2 = 0{,}05$; $I'_а = 72$ *ма*; $I''_а = 24$ *ма*; $\gamma_3 = 0{,}06$; $k_г \approx 7{,}8\%$.

§ 4. ДВУХТАКТНЫЙ ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Схемы. На рис. 162,*а* приведена схема двухтактного оконечного каскада на лучевых тетродах косвенного накала с фиксированным смещением на управляющих сетках. Предоконечный каскад должен быть собран по трансформаторной схеме (см. § 9 этой главы). При этом обмотка I трансформатора $Тр_1$ включается в анодную цепь лампы предоконечного каскада.

Сопротивление $R_э$ включается в том случае, если напряжение на экранирующих сетках меньше, чем на анодах. При включении этого сопротивления следует соединить экранирующие сетки с катодами через емкость порядка 10 *мкф*.

Каскад по схеме рис. 162,*а* может работать с сеточными токами (класс $АВ_2$).

Схема двухтактного оконечного каскада на пентодах косвенного накала с автоматическим смещением на управляющей сетке и реостатно-ем-

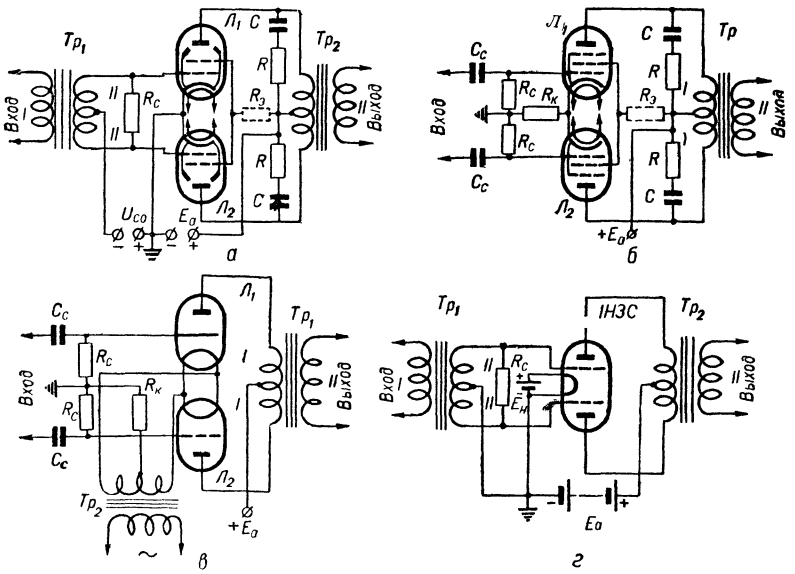


Рис. 162. Схемы двухтактных оконечных каскадов.

костным входом приведена на рис. 162,*б*. Эта схема не может быть использована для работы с сеточными токами. Аналогичная схема на триодах прямого накала представлена на рис. 162,*в*. Нити накала питаются переменным током от понижающего трансформатора $Тр_2$ со средней точкой во вторичной обмотке.

На рис. 162,*г* приведена схема двухтактного каскада на двойном триоде прямого накала с правой характеристикой $I_а = f(U_с)$. Схема допускает работу с сеточными токами.

Конденсаторы C и сопротивления R в схемах рис. 162,*а* и 162,*б* служат для компенсации изменений величины анодной нагрузки на разных частотах. Такая компенсация необходима для выравнивания частотной характеристики каскада. В каскадах, выполненных на триодах, конденсаторы C и сопротивления R можно не включать.

Типовые режимы двухтактных оконечных каскадов приведены в табл. 117. Для напряжений анодного источника, отличающихся от табличных, следует произвести расчет режима.

Типовые режимы двухтактных

Тип лампы	Класс работы	Напряжение накала (в *в*)	Ток накала (в *а*)	Напряжение источника анодного питания (в *в*)	Напряжение на экранной сетке (в *в*)	Смещение на управляющей сетке (в *в*)	Амплитуда напряжения между управляющими сетками (в *в*)	Сопротивление смещения в цепи катода (в *ом*)
1Н3С	AB_2	1,2	0,12	120	—	— 8,5	24	—
2П1П	»	1,2	0,24	100	—	0	60	—
4П1Л	AB_1	2,1	1,3	240	160	—13,2	26,4	—
	AB_2			240	160	—13,2	42	—
	AB_1			240	—	—26	52	—
	AB_2			240	—	—26	78	—
6Н7С	AB_2	6,3	0,8	250	—	0	82	—
	»			300	—	0	—	—
6П3С	А	6,3	1,8	250	250	—	35,6	125
	»			270	270	—	40	125
	»			250	250	—16	32	—
	»			270	270	—17,5	35	—
	»			250	—	—20	20	—
	»			250	—	—	20	490
	AB_1			360	270	—	57	250
	»			360	270	—22,5	45	—
	»			360	270	—22,5	45	—
	»			400	250	—	44	190
	»			400	300	—	57	200
	»			400	250	—20	40	—
	»			400	250	—20	40	—
	»			400	300	—25	50	—
	»			400	300	—25	50	—
	AB_2			360	225	—18	52	—
	»			360	270	—22,5	72	—
	»			400	250	—20	57	—
6П6С	AB_1	6,3	0,9	250	250	—15	30	—
	»			285	285	—19	38	—
	»			300	300	—20	40	—
6П14П	AB_1	6,3	0,76	275	255	— 8,5	7	—
	»			250	250	—	15	120
	B_1			250	250	—11	15	—
6С4С	»	6,3	2,0	300	—	—	—	780

Таблица 117

оконечных каскадов

Анодный ток покоя (в *ма*)	Среднее значение анодного тока при максимальной мощности (в *ма*)	Ток покоя экранной сетки (в *ма*)	Ток экранной сетки при максимальной мощности (в *ма*)	Оптимальное нагрузочное сопротивление между анодами (в *ком*)	Максимальная отдаваемая мощность (в *вт*)	Коэффициент нелинейных искажений (в проц.)	Примечания
5	23	—	—	—	1	10	1
0,04	29	—	—	4,8	1,4	10	3; 4; 5; 10
30	—	4	—	10	6,2	—	1
30	—	4	—	8	9,0	—	4; 8
30	—	—	—	10	4,3	—	1; 10
30	—	—	—	9	10,0	—	1; 4; 9; 10
35	70	—	—	8	8	10	4; 6
40	—	—	—	10	10	10	4; 6
120	130	10	15	5	13,5	2	2
134	145	11	17	5	18	2	2
120	140	10	16	5	14,5	2	1
134	155	11	17	5	17	2	1
40	44	—	—	5	1,4	5	1; 10
40	42	—	—	6	1,3	6	2; 10
88	100	5	17	9	24	4	2
88	140	5	11	3,8	18	2	1
88	132	5	15	6,6	26	2	1
96	110	4,6	11	8,5	24	2	2
112	128	7	16	6,6	32	2	2
88	124	4	12	8,5	26	2	1
88	126	4	9	6	20	1	1
102	152	6	17	6,6	34	2	1
102	156	6	12	3,8	23	0,6	1
78	142	3,5	11	6	31	2	1; 4; 6
88	205	5	16	3,8	47	2	1; 4; 7
88	168	4	13	6	40	—	1; 4; 7
70	79	5	12	10	8,5	5	1
70	92	4	14	8	12	4	1
78	90	5	14	8	14	4	1
52	58	5,2	7,6	7	6	2,2	1
58	74	6,6	14,8	8	11	3,3	2
20	75	2,2	15	8	12	3,3	1
80	—	—	—	5	10	5	2

Тип лампы	Класс работы	Напряжение накала (в *в*)	Ток накала (в *а*)	Напряжение источника анодного питания (в *в*)	Напряжение на экранной сетке (в *в*)	Смещение на управляющей сетке (в *в*)	Амплитуда напряжения между управляющими сетками (в *в*)	Сопротивление смещения в цепи катода (в *ом*)
6С4С	AB_1	6,3	2,0	300	—	—62	—	—
ГМ-57	А	4,0	4,0	500	—	—35	70	—
				600	—	—50	100	—
Г-807	AB_2	6,3	1,8	750	300	—32	92	—
	AB_2			600	300	—30	78	—

Примечания: 1) Работа с фиксированным смещением. 2) Работа цепь катодов ламп каскада. 3) Усиливаемое напряжение подается на сетки с управляющими сетками, должны быть по 10 *ком*. 4) Допустима сопротивление в цепи сетки каждого плеча должно быть не более 5) 100 *мвт*, 6) 350 *мвт*, 7) 180 *мвт*, 8) 60 *мвт*, 9) 600 *мвт*. 10) Три

Токи и отдаваемая мощность указаны для каскада в целом, т. е. одами — для двух ламп, а для каскадов с двойными триодами — для

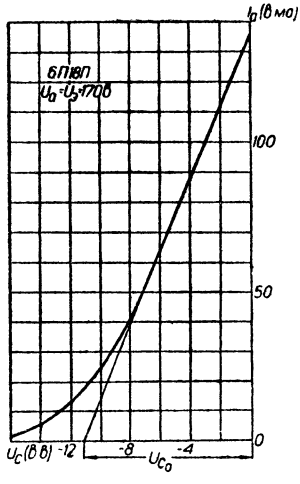


Рис. 163. Определение смещения на управляющей сетке для усилителя класса АВ.

Расчет режима двухтактного оконечного каскада в классе А. Вначале расчет производится для одного плеча схемы тем же путем, как и для однотактного усилителя. Затем, учитывая особенности двухтактной схемы, нужно иметь в виду следующее:

1) отдаваемая мощность $P_{\sim}$ удваивается;

2) ток, потребляемый от анодного источника, удваивается;

3) сопротивление анодной нагрузки между анодами $R_{а.а} = 2\ R_а$;

4) общий коэффициент гармоник $k_г = \gamma_э$ (при полной симметрии);

5) в схеме с автоматическим смещением сопротивление в катодной цепи уменьшается вдвое.

Расчет режима двухтактного оконечного каскада в классе AB_1. 1. Напряжение смещения U_{c0} на управляющей сетке определяется путем построения (рис. 163).

2. По анодным характеристикам для выбранных U_{a0} и $U_э$ определяется анодный ток покоя I_{a0}.

3. Максимальная амплитуда переменного напряжения на управляющей сетке

$$U_{mc} = U_{c0}.$$

Продолжение табл. 117

Анодный ток покоя (в *ма*)	Среднее значение анодного тока при максимальной мощности (в *ма*)	Ток покоя экранной сетки (в *ма*)	Ток экранной сетки при максимальной мощности (в *ма*)	Оптимальное нагрузочное сопротивление между анодами (в *ком*)	Максимальная отдаваемая мощность (в *вт*)	Коэффициент нелинейных искажений (в проц.)	Примечания
80	—	—	—	3	15	2,5	1
200	—	—	—	8	12	3	1
160	—	—	—	10	19	3	1
60	240	5	10	3,2	120	—	1; 7
60	200	5	10	3,2	80	—	1; 5

с автоматическим смещением от сопротивления, включенного в общую управляющие и экранные сетки; сопротивления, соединяющие экранные работа только с трансформаторной связью с предоконечным каскадом; 500 *ом*. Минимально необходимая мощность предоконечного каскада: одное включение.
для каскадов, работающих с пентодами, лучевыми тетродами или триодной лампы.

4. Строится динамическая характеристика суммарного тока. Для пентодов и лучевых тетродов она проходит через точку статической характеристики для $U_c = 0$, где последняя переходит в пологий участок (точка A на рис. 164). Второй точкой, через которую проходит динамическая характеристика суммарного тока, является точка B на оси U_a.

5. Мощность, отдаваемая в нагрузку двумя лампами,

$$P_{\sim} = \frac{I_{am}(U_{a0} - U_{a.\,мин})}{2000}\eta_т,$$

где $\eta_т$ — к. п. д. выходного трансформатора (гл. VI), а остальные величины показаны на рис. 164.

6. Коэффициент нелинейных искажений

$$k_г = \frac{I_{am} - 2I'_a}{2(I_{am} + I'_a)} \cdot 100\%,$$

где I'_a — анодный ток, определяемый пересечением динамической характеристики со статической для $U_c = 0{,}5\,U_{c0}$.

Учитывая асимметрию плеч, полученное значение следует увеличить на 20—25%.

Если величины $P_{\sim}$ и $k_г$ не удовлетворяют предъявляемым требованиям, то необходимо подобрать более выгодное положение точки A, выбрать другое U_{c0}, увеличить U_{a0} или применить лампы другого типа.

7. Амплитуда напряжения на всей первичной обмотке выходного трансформатора

$$U_{m1} = U_{a0} - U_{a.\,мин}.$$

8. Постоянная составляющая анодного тока каждой лампы при максимальной отдаваемой мощности

$$I_{a0\ макс} = \frac{1}{4}(I_{am} + 2I_{a0}).$$

Ток в общем проводе питания равен $2I_{a0\ макс}$.

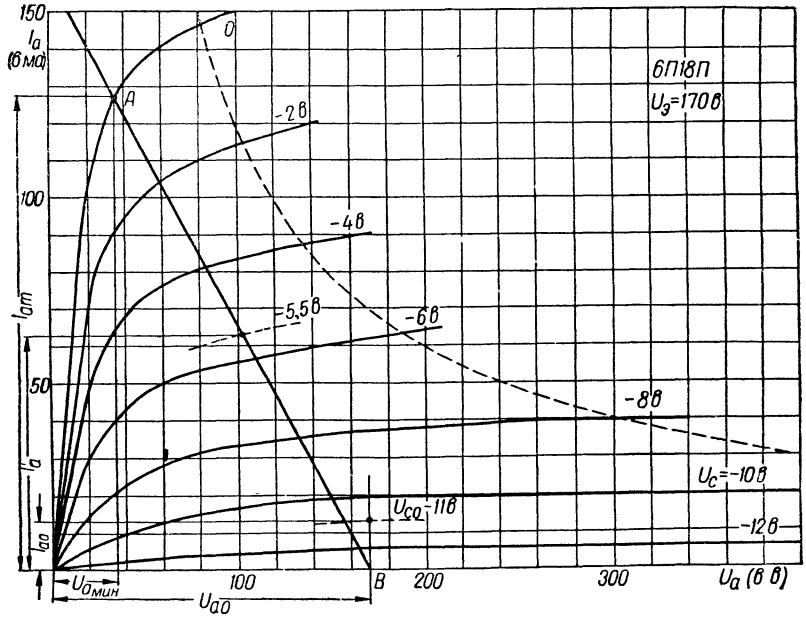


Рис. 164. Построение динамической характеристики двухтактного оконечного каскада.

9. Проверяется мощность, рассеиваемая на аноде каждой лампы при максимальной отдаваемой мощности,

$$P_a = \cdot\frac{U_{a0} I_{a0\ макс}}{1000} - \frac{P_{\sim}}{2\eta_т} \leqslant P_{a.\ доп},$$

где $I_{a0\ макс}$ — в *ма*, U_{a0} — в *в*.

10. Необходимая величина нагрузки между анодами (в *ком*)

$$R_{a.a} = 4\,\frac{U_{a0} - U_{a.\ мин}}{I_{am}},$$

где U_{a0} и $U_{a.\ мин}$ — в *в*, I_{am} — в *ма*.

11. В схеме с автоматическим смещением величина сопротивления в катодной цепи

$$R_к = \frac{0{,}5U_{c0}}{I_{a0\ макс} + I_э}.$$

Пример. Лампа 6П18П, $U_{a0} = U_э = 170$ *в*.

Определяем (см. рис. 163 и 164): $U_{c0} = -11$ *в*; $U_{mc} = 11$ *в*; $I_{a0} = 13$ *ма*; $I_{am} = 128$ *ма*; $I'_a = 62$ *ма* (при $U_c = 0{,}5U_{c0} = -5{,}5$ *в*); $U_{a.\ мин} = 35$ *в*; $P_{\sim} = 6{,}9$ *вт* (при $\eta_т = 0{,}8$); $U_{m1} = 135$ *в*; $I_{a0\ макс} = 38$ *ма*; $P_a = 4$ *вт* $< P_{a.\ доп} = 12$ *вт*; $R_{a.a} = 4{,}3$ *ком*; $R_к = 110$ *ом*; $k_г \approx 1{,}5\%$.

Стабилизация напряжения смещения в усилителях классов АВ и В. Величина постоянной составляющей анодного тока при работе в классах АВ и В зависит от уровня сигнала на управляющих сетках, поэтому при работе усилителя изменяется напряжение автоматического смещения. Для стабилизации напряжения смещения можно применять кремниевые стабилитроны (см. гл. IX), которые включаются вместо сопротивления автоматического смещения.

Тип стабилитрона выбирается из следующих соображений: 1) рабочее напряжение стабилитрона должно быть равно напряжению смещения; 2) максимальное значение постоянной составляющей анодного тока каскада должно быть равно или меньше максимального тока стабилитрона.

Если для стабилизации напряжения автоматического смещения применяется кремниевый стабилитрон, то конденсатор в цепи катода можно не включать, так как сопротивление стабилитрона для переменного тока очень мало.

§ 5. УЛЬТРАЛИНЕЙНЫЙ ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

Ультралинейный оконечный каскад (рис. 165) представляет собой усилитель с отрицательной обратной связью (см. § 12), вводимой в цепь

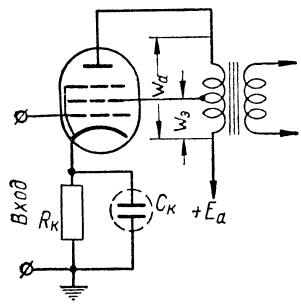


Рис. 165. Схема ультралинейного оконечного каскада.

экранирующей сетки. Пентод или тетрод в такой схеме приобретает свойства лампы, которая по параметрам занимает промежуточное положение между пентодом и триодом. Выбором оптимального отношения p между

числами витков первичной обмотки выходного трансформатора, включенной в цепь экранирующей сетки $w_э$ и в цепь анода w_a, можно сохранить присущие пентоду экономичность питания, чувствительность и большую выходную мощность, получить свойственное триоду малое внутреннее сопротивление и добиться снижения нелинейных искажений по сравнению даже с триодным включением лампы. Особенно большие преимущества дает применение ультралинейного режима в двухтактном оконечном каскаде, работающем в классе АВ.

Величина p может быть различной для различных типов ламп. Оптимальные значения коэффициентов p для некоторых выходных ламп и типовые электрические режимы при применении их в ультралинейных усилителях приведены в табл. 118.

Таблица 118

Типовые режимы двухтактных ультралинейных усилителей

Тип лампы	Анодное напряжение (в *в*)	Сопротивление в цепи катода (в *ом*)	Сопротивление нагрузки (в *ком*)	Значение коэффициента p	Выходная мощность (в *вт*)	Коэффициент нелинейных искажений (в проц.)
6П1П	250	430	10	0,22 — 0,23	8	0,5
6П3С	385	350	6,6	0,42 — 0,45	20	0,7
6П6С	300	470	10	0,22 — 0,23	10	0,5
6П14П	300	130	8	0,42 — 0,45	10	0,5

Примечание. Коэффициент нелинейных искажений указан для случая охвата усилителя обратной связью глубиной 20 *дб*.

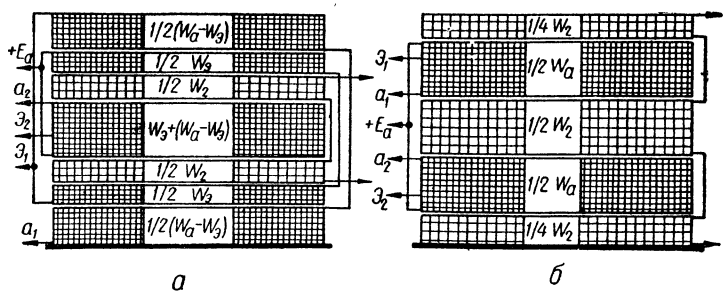


Рис. 166. Размещение обмоток в выходных трансформаторах для ультралинейных усилителей.

К выходным трансформаторам ультралинейных усилителей предъявляются специфические требования, невыполнение которых сводит на нет все схемные преимущества. Индуктивности рассеяния и паразитные емкости обмоток выходного трансформатора должны быть сведены до минимума. Особенно опасны индуктивность рассеяния между обмоткой, включенной

в цепь экранирующей сетки, и анодной обмоткой и емкостная связь между анодным выводом одного плеча и экранным отводом противоположного плеча первичной обмотки. В случае секционирования обмоток не следует размещать в разных секциях анодные и экранные витки одного плеча первичной обмотки.

Примеры правильного размещения обмоток выходных трансформаторов показаны на рис. 166.

Требования к выходному трансформатору еще более повышаются, если усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью. Практически качество выходного трансформатора ограничивает допустимую глубину отрицательной обратной связи и тем самым ставит предел улучшению характеристик всего усилителя.

Практическая схема ультралинейного усилителя с выходной мощностью до 10—12 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений менее 0,5% приведена на рис. 205.

§ 6. ЭКОНОМИЧНЫЕ ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ БАТАРЕЙНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Повышение экономичности работы оконечного каскада может быть достигнуто путем изменения сеточного смещения при изменениях громкости так, чтобы при малой громкости смещение возрастало, а при большой — уменьшалось.

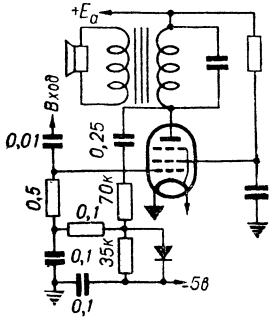


Рис. 167. Схема экономичного оконечного каскада.

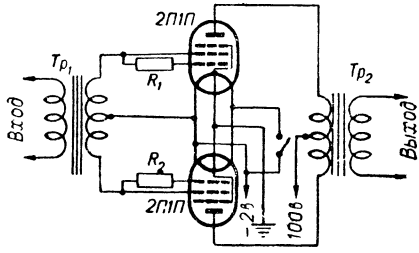


Рис. 168. Схема двухтактного экономичного каскада.

Схема экономичного выходного каскада с автоматической регулировкой смещения приведена на рис. 167. Данные деталей, приведенные на схеме, требуют экспериментального уточнения, так как зависят от типа лампы и режима.

Двухтактный каскад, собранный по схеме, приведенной на рис. 168, работает в классе В и отдает мощность около 1 *вт* при высоком к. п. д. Входное сопротивление каскада примерно 18 *ком*. Сопротивления R_1 и R_2 выбираются с учетом величины анодного напряжения. При $U_{a0} = 100$ *в* $R_1 = R_2 = 10$ *ком* (подбираются по наименьшим искажениям). Данные трансформаторов: $Тр_1$ Ш 20 × 20 (зазор 0,1 *мм*); $w_1 = 2000$ витков ПЭЛ 0,12, $w_2 = 1200 \times 2$ ПЭЛ 0,12; $Тр_2$ Ш 20 × 30, $w_1 = 800 \times 2$ витков ПЭЛ

0,14, $w_2 = 41$ виток (для нагрузки 3 *ом*), $w_2 = 75$ витков (для нагрузки 10 *ом*), $w_2 = 570$ витков (обмотка для подключения трансляционной линии с напряжением 30 *в*).

§ 7. ВЗАИМОСВЯЗЬ МЕЖДУ ВЫХОДНЫМ КАСКАДОМ И ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕМ

Полное сопротивление громкоговорителя в большой степени зависит от частоты. Наименьшее значение оно имеет на частоте около 400 *гц*, на которой обычно и измеряется. На частоте резонанса подвижной системы и при частотах около 10 000 *гц* полное сопротивление возрастает в несколько раз (рис. 169).

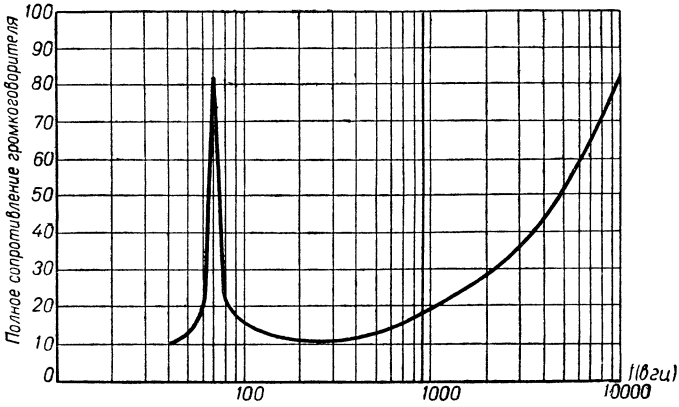


Рис. 169. Зависимость полного сопротивления динамического громкоговорителя (в относительных единицах) от частоты.

Когда сопротивление нагрузки представляет бо́льшую величину для гармоник, чем для основной частоты, то нелинейные искажения на этой частоте увеличиваются. Например, на частоте, равной половине резонансной частоты подвижной системы, достигает максимума вторая гармоника, так как ее частота будет равна частоте резонанса подвижной системы. По той же причине возрастают все гармоники на частотах выше 1000 *гц*, так как сопротивление нагрузки для гармоник больше, чем для основной частоты.

Выходное напряжение, т. е. напряжение на звуковой катушке громкоговорителя, также возрастает на частоте резонанса подвижной системы и на высоких звуковых частотах: для триодов — незначительно, для пентодов и лучевых тетродов — очень резко.

Для компенсации возрастания сопротивления громкоговорителя на высоких частотах целесообразно применять в анодной цепи пентода или лучевого тетрода корректирующую цепь из сопротивления и емкости (см. рис. 158,*г*). При этом уменьшаются и частотные и нелинейные искажения на высоких частотах. Величина сопротивления R обычно выбирается от 8000 до 30 000 *ом*, а емкость C — от 0,01 до 0,05 *мкф*.

Работа громкоговорителя улучшается при уменьшении выходного сопротивления усилителя, которое «шунтирует» громкоговоритель, увеличивая затухание его подвижной системы. Это притупляет резонансные свойства подвижной системы громкоговорителя и тем самым выравнивает его частотную характеристику и уменьшает переходные искажения.

Для уменьшения выходного сопротивления усилителя в оконечных каскадах можно применять триоды. Выходное сопротивление усилителя резко снижается при применении в выходном каскаде отрицательной обратной связи.

§ 8. УСИЛИТЕЛИ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ

Усилителем на сопротивлениях принято называть усилитель, нагрузкой которого является активное сопротивление, включенное в анодную цепь. Усилители на сопротивлениях применяются в качестве усилителей на-

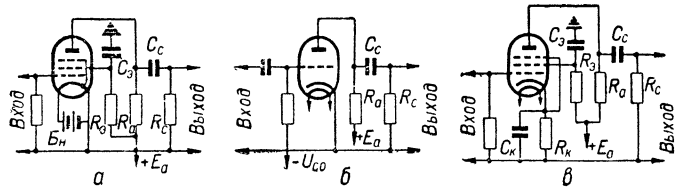


Рис. 170. Схемы усилителей на сопротивлениях:
а — на пентоде прямого накала; *б* — на триоде косвенного накала; *в* — на пентоде косвенного накала.

пряжения. Они просты, дешевы и дают достаточно постоянное усиление в диапазоне звуковых частот. На рис. 170 показаны типовые схемы усилителей на сопротивлениях, а в табл. 119, 120 приведены расчетные данные каскадов.

Выбор типа лампы. В каскадах усилителей на сопротивлениях, работающих в диапазоне звуковых частот (до 10—15 *кгц*), часто применяются триоды с большим μ (см. гл. IX), при этом можно получить коэффициент усиления порядка 50—70. Если необходимо получить усиление на каскад порядка 100—200, то применяют пентоды. При использовании пентода требуется дополнительно две детали — гасящее сопротивление $R_э$ и блокировочный конденсатор $C_э$ в цепи экранирующей сетки.

Выбор режима работы лампы в каскаде на сопротивлениях сводится к выбору сопротивления анодной нагрузки $R_а$ и определению напряжений на аноде $U_а$, на управляющей сетке $U_{а0}$ и экранирующей сетке $U_э$.

Сопротивление $R_а$ для триодов выбирается обычно в 2—4 раза больше их внутреннего сопротивления R_i; для пентодов $R_а$ выбирается в пределах 50—500 *ком*. С увеличением $R_а$ растет коэффициент усиления, но вместе с тем увеличиваются частотные искажения на высоких частотах.

Для определения величин $U_а$ и $U_{а0}$ следует построить динамическую характеристику на семействе статических анодных характеристик. Построение показано на рис. 171. Динамическая характеристика должна соеди-

Таблица 119

Основные расчетные данные каскадов усиления на сопротивлениях с пентодами

R_a (в *Мом*)	R_c (в *Мом*)	6Ж7				6Ж8				6Б8С			
		$R_к$ (в *ком*)	$R_э$ (в *Мом*)	$U_{та.\ макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$R_э$ (в *Мом*)	$U_{та.\ макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$R_э$ (в *Мом*)	$U_{та.\ макс}$ (в *в*)	K_0
Напряжение источника анодного питания $E_a = 180$ *в*													
0,1	0,1	1	0,44	59	51	—	—	—	—	1	0,44	42	30
0,1	0,25	0,7	0,5	73	69	0,8	0,31	84	82	1,2	0,5	73	41
0,1	0,5	0,8	0,5	83	83	—	—	—	—	1,2	0,6	74	46
0,25	0,25	1,2	1,1	57	93	1,1	0,83	53	109	1,9	1,18	55	55
0,25	0,5	1,6	1,18	74	118	1,1	0,94	66	131	2,1	1,2	77	69
0,25	1,0	2	1,4	84	140	1,1	0,94	76	161	2,2	1,5	74	83
0,5	0,5	2,6	2,45	63	135	—	—	—	—	3,3	2,6	66	81
0,5	1,0	3,1	2,9	79	165	2,2	2,2	62	192	3,5	2,8	77	115
0,5	2,0	3,5	2,7	84	165	—	—	—	—	3,5	3,0	74	116
Напряжение источника анодного питания $E_a = 300$ *в*													
0,1	0,1	0,5	0,44	77	61	—	—	—	—	0,9	0,5	84	36
0,1	0,25	0,4	0,50	114	82	0,5	0,37	135	98	1,1	0,55	125	47
0,1	0,5	0,6	0,53	135	94	—	—	—	—	0,9	0,6	130	54
0,25	0,25	1,1	1,18	114	104	—	—	—	—	1,5	1,2	100	64
0,25	0,5	1,2	1,18	146	140	0,9	1,1	124	167	1,6	1,2	140	79
0,25	1,0	1,3	1,45	155	185	—	—	—	—	1,8	1,5	134	100
0,5	0,5	1,7	2,45	105	161	—	—	—	—	2,4	2,7	112	96
0,5	1,0	2,2	2,9	137	350	1,4	2,2	112	238	2,5	2,9	170	150
0,5	2,0	2,3	3,0	140	340	—	—	—	—	2,8	3,4	127	145

нять на горизонтальной оси точку, соответствующую выбранному напряжению источника анодного питания E_a, и на вертикальной оси точку, где ток

$$I_m = \frac{E_a}{R_a}.$$

Для выбора рабочей точки динамическая характеристика строится в сеточной системе координат. Рабочая точка выбирается в средине прямолинейного участка динамической характеристики. Из построения на рис. 171

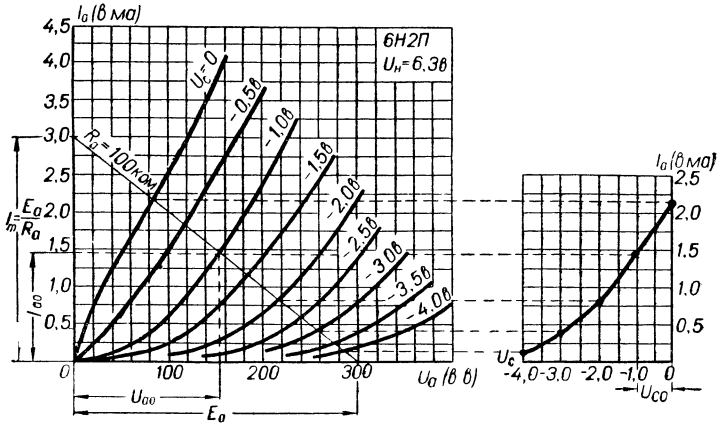


Рис. 171. Построение динамической характеристики усилителя на сопротивлениях.

$U_{c0} = -1$ *в*, $U_{a0} = 155$ *в*, $I_{a0} = 1{,}4$ *ма*. Максимальная амплитуда переменного напряжения на управляющей сетке, при которой практически отсутствуют сеточные токи и искажения при усилении невелики,

$$U_{mc} = U_{c0} - (0{,}3 \div 0{,}5) \text{ в}.$$

При выборе режима для пентода при больших значениях R_a (более 200—300 *ком*) приходится снижать напряжение на экранирующей сетке по сравнению с приводимым в справочниках. В противном случае динамическая характеристика получается пологой, и режим становится невыгодным, так как снижается усиление и увеличиваются искажения. Для построения динамической характеристики при сниженном значении напряжения на экранирующей сетке $U_э$ нужно иметь семейство анодных характеристик для такой величины $U_э$. Такое семейство характеристик можно снять или построить путем пересчета из имеющегося семейства. В последнем случае нужно знать зависимость анодного тока от напряжения на экранирующей сетке.

Таблица 120

Основные расчетные данные каскадов усиления на сопротивлениях с триодами

R_a (в *Мом*)	R_c (в *Мом*)	6С5, 6Ж7(триодное включение)			6С2С, 6Н8С (один триод)			6Н7С (один триод)			6Н9С (один триод)			6Г2, 12Г2 (триодная часть)			6Г7 (триодная часть)		
		$R_к$ (в *ком*)	$U_{ma.макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$U_{ma.макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$U_{ma.макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$U_{ma.макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$U_{ma.макс}$ (в *в*)	K_0	$R_к$ (в *ком*)	$U_{ma.макс}$ (в *в*)	K_0
Напряжение источника анодного питания $E_a = 180$ *в*																			
0,05	0,05	2,2	48	10	1,2	34	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,1	2,7	63	11	1,5	42	15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,25	3,1	76	11	1,7	51	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,1	3,9	58	12	2,3	36	14	1,3	49	19	1,9	24	25	—	—	—	1,6	27	28
0,1	0,25	5,3	76	12	2,8	48	14	1,7	65	21	2,1	34	29	2,9	31	36	1,9	36	33
0,1	0,5	6,2	77	13	3,2	53	14	1,9	70	22	2,4	38	33	—	—	—	2,1	41	35
0,25	0,25	9,5	62	13	5,6	39	14	2,9	56	23	3,7	29	35	4,3	30	43	3,4	35	36
0,25	0,5	12	73	13	7	51	14	3,8	70	24	4,3	39	39	4,8	40	40	4	43	38
0,25	1,0	15	83	13	8	56	14	4,3	80	24	4,8	45	41	5,3	46	53	4,5	52	40

0,5	0,5	—	—	—	—	—	—	5,2	62	24	6,1	34	40	—	—	—	6	42	39
0,5	1,0	—	—	—	—	—	—	6,6	76	25	6,8	45	43	8	46	57	7,1	50	40
0,5	2,0	—	—	—	—	—	—	7,6	86	25	7,8	51	45	—	—	—	7,9	58	41

Напряжение источника анодного питания $E_a = 300$ *в*

0,05	0,05	2,1	80	11	1	58	13	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,1	2,6	99	11	1,3	72	14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,05	0,25	3,1	116	12	1,5	85	14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,1	0,1	3,8	92	12	1,9	60	14	1,1	85	20	1,5	49	29	—	—	—	1,2	49	34
0,1	0,25	5,3	118	13	2,4	79	14	1,5	116	22	1,9	70	34	2,2	58	39	1,5	73	39
0,1	0,5	6	124	13	2,7	90	14	1,7	122	23	2,1	76	36	—	—	—	1,7	75	40
0,25	0,25	9,6	103	13	4,6	65	14	2,6	105	23	2,8	63	39	—	—	—	2,6	61	42
0,25	0,5	12	120	14	5,8	80	14	3,4	122	24	3,4	78	42	3,9	72	53	3	73	45
0,25	1,0	14	136	14	6,9	90	14	4,0	140	24	3,7	90	45	—	—	—	3,6	87	45
0,5	0,5	—	—	—	—	—	—	4,8	107	24	4,7	70	45	—	—	—	4,6	66	45
0,5	1,0	—	—	—	—	—	—	6,1	132	24	6	87	48	6,1	88	60	5,5	85	46
0,5	2,0	—	—	—	—	—	—	7,1	146	24	6,6	100	49	—	—	—	6,2	93	47

После выбора режима определяются параметры лампы μ и R_i в рабочей точке (см. гл. IX).

Расчет каскада на сопротивлениях. Сеточное сопротивление R_c выбирается в 5—10 раз больше сопротивления R_a, но не более 2—3 *Мом*. Для предоконечных каскадов величина R_c не должна превышать максимально допустимой величины сопротивления в цепи сетки выходной лампы. Например, для лампы 6П3С R_c не должно превышать 0,25 *Мом*.

Емкость разделительного конденсатора (в *мкф*), отвечающую заданной частотной характеристике на низких частотах, можно определить по формуле

$$C_c \geqslant \frac{150}{f_н R_c \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $f_н$ — низшая частота заданного диапазона частот (в *гц*);

R_c — сеточное сопротивление (в *ком*);

$M_н$ — коэффициент частотных искажений в области низких частот (обычно $M_н = 1{,}1 - 1{,}3$).

Величину C_c можно определить из табл. 121.

Таблица 121

Емкость разделительного конденсатора

R_c (в *Мом*)	При низшей частоте $f_н$ (в *гц*)			
	70	100	150	200
0,1	0,07 *мкф*	0,04 *мкф*	0,03 *мкф*	0,02 *мкф*
0,25—0,27	0,025 »	0,015 »	0,01 »	7500 *пф*
0,47—0,5	0,015 »	0,01 »	6800 *пф*	5100 »
1,0	6200 *пф*	4300 *пф*	2700 »	2000 »
2,0—2,2	3000 »	2000 »	1500 »	1000 »

В качестве разделительных следует выбирать конденсаторы с большим сопротивлением изоляции. Лучше всего для этой цели подходят слюдяные и пленочные конденсаторы (см. гл. IV).

Величина сопротивления автоматического смещения (в *ом*) определяется по формуле

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{a0} + I_э} \cdot 10^3,$$

где U_{c0} — смещение на управляющей сетке (в *в*);

I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока (в *ма*);

$I_э$ — ток экранирующей сетки (в *ма*).

Емкость конденсатора (в *мкф*), шунтирующего сопротивление автоматического смещения, определяется по формуле

$$C_к = \frac{1 \div 2}{f_н R_к} \cdot 10^6,$$

где $f_н$ — низшая частота заданного диапазона (в *гц*);
$R_к$ — сопротивление автоматического смещения (в *ом*).

Гасящее сопротивление (в *ком*) в цепи экранирующей сетки определяется по формуле

$$R_э = \frac{E_а - U_э}{I_э},$$

где $E_а$ — напряжение источника анодного питания (в *в*);
$U_э$ — напряжение на экранирующей сетке (в *в*);
$I_э$ — ток экранирующей сетки (в *ма*).

Емкость конденсатора (в *мкф*) в цепи экранирующей сетки пентода определяется по формуле

$$C_э = \frac{1 \div 2}{f_н R_э},$$

где $f_н$ — низшая частота заданного диапазона (в *гц*);
$R_э$ — гасящее сопротивление в цепи экранирующей сетки (в *Мом*).
Емкость $C_э$ можно определить из табл. 122.

Таблица 122

Емкость конденсатора в цепи экранирующей сетки (в *мкф*)

$R_э$ (в *Мом*)	При низшей частоте $f_н$ (в *гц*)			
	70	100	150	200
0,1 —0,2	0,3	0,2	0,15	0,1
0,27—0,5	0,1	0,07	0,05	0,04
0,56—1,5	0,07	0,05	0,04	0,025
1,7 —3,0	0,04	0,03	0,02	0,015

Коэффициент усиления каскада на средних частотах

$$K_0 = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_а} + \frac{R_i}{R_с}}.$$

Многокаскадные усилители. Если усиление одного каскада недостаточно, то включают два или несколько каскадов один за другим, как это показано на рис. 172. Дополнительными элементами в этой схеме по сравнению с однокаскадной являются развязывающие фильтры $R_ф$ и $C_ф$, вклю-

ченные в анодные цепи каждого из каскадов. Основное назначение таких фильтров — устранение паразитной обратной связи между каскадами усилителя через общий источник анодного питания.

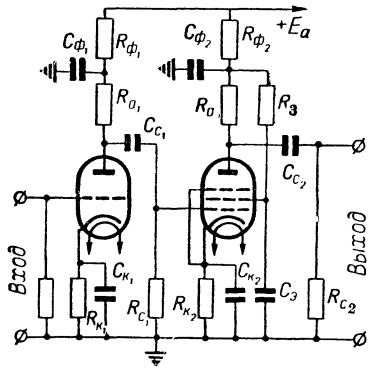


Рис. 172. Схема двухкаскадного усилителя на сопротивлениях.

Величина сопротивления $R_ф$ выбирается обычно в пределах $(0{,}1 \div 0{,}2)\ R_а$.

Величина емкости $C_ф$ (в *мкф*) может быть определена по формуле

$$C_ф \geqslant \frac{20 \div 50}{f_н R_ф},$$

где $f_н$ — низшая частота заданного диапазона (в *гц*);

$R_ф$ — сопротивление фильтра (в *Ом*).

§ 9. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Трансформаторные усилители применяются в качестве усилителей напряжения и усилителей мощности (см. § 3—6).

Преимущества трансформаторного усилителя напряжения перед усилителем на сопротивлениях:

1) возможность получения в одном каскаде бо́льшего коэффициента усиления, чем μ лампы;

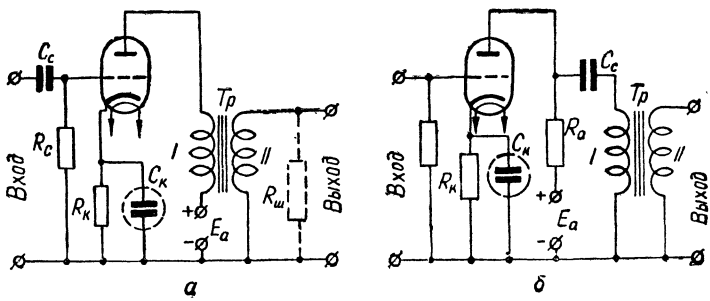


Рис. 173. Схемы трансформаторных усилителей:
а — с последовательным питанием; *б* — с параллельным питанием.

2) возможность получения частотной характеристики с подъемом на высоких или низких частотах;

3) возможность использования последующего каскада в режиме работы с сеточными токами благодаря малому сопротивлению вторичной обмотки трансформатора;

4) легко осуществимый симметричный (двухтактный) выход (вывод средней точки вторичной обмотки трансформатора).

Последние два обстоятельства обусловливают применение трансформаторной схемы в предоконечных каскадах мощных усилителей.

По сравнению с каскадом на сопротивлениях трансформаторный каскад имеет некоторые недостатки, а именно:

1) трудность получения равномерного усиления в широком диапазоне частот;

2) сложность конструкции, бóльшие вес, габариты и стоимость.

Трансформаторные усилители собираются по схеме с последовательным (рис. 173,*а*) и параллельным питанием (рис. 173,*б*). В схеме с параллельным питанием отсутствует подмагничивание междулампового трансформатора анодным током лампы, что позволяет уменьшить его размеры. Недостаток схемы с параллельным питанием — падение постоянного напряжения на сопротивлении R_a.

Трансформаторные усилители с последовательным питанием часто находят применение в усилителях, питающихся от батарей.

Выбор лампы для трансформаторного усилителя. Для получения малых частотных искажений в трансформаторных каскадах следует применять лампы с низким внутренним сопротивлением. Наиболее пригодными являются триоды 6С5С, 6С2С, 6С1П, двойные триоды 6Н1П, 6Н3П, 6Н5П, 6Н14П, 6Н15П, 6Н16Б, 6Н8С, а также пентоды 6Ж7, 6Ж8, 6Ж1Б, 6Ж2П (в триодном включении).

Выбор режима лампы. В трансформаторных усилителях напряжения используются главным образом типовые режимы работы лампы (см. гл. IX).

Расчет трансформаторного каскада с последовательным питанием. Коэффициент трансформации $n = \dfrac{w_{II}}{w_I}$ выбирается в пределах 1,5—4. При увеличении значения n возрастает усиление, однако при этом увеличиваются частотные искажения в области высоких частот.

Сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = (0{,}1 \div 0{,}15)R_i.$$

При уменьшении r_1 растет коэффициент усиления, но увеличиваются размеры трансформатора.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора (в *гн*)

$$L_1 \geqslant \frac{R_i + r_1}{6{,}3 f_н \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы (в *ом*);

r_1 — сопротивление первичной обмотки (в *ом*);

$f_н$ — низшая частота (в *гц*);

$M_н$ — коэффициент частотных искажений на низких частотах ($M_н = 1{,}1 \div 1{,}3$).

Сопротивление вторичной обмотки трансформатора

$$r_2 = r_1 n^2.$$

Расчет индуктивности рассеяния трансформатора относительно сложен. Для уменьшения частотных искажений на высоких частотах следует

снижать индуктивность рассеяния и собственную емкость трансформатора. Это достигается секционированием обмоток и чередованием секций первичной и вторичной обмоток. Частотные искажения уменьшаются также, если параллельно вторичной обмотке трансформатора включить сопротивление $R_ш$ (рис. 173, *а*). При этом снижается и коэффициент усиления.

Коэффициент усиления каскада на средних частотах (без сопротивления $R_ш$)

$$K_0 = \mu n.$$

Величины сопротивления и емкости конденсатора в цепи катода трансформаторного усилителя определяются так же, как и для усилителя на сопротивлениях (см. § 8).

§ 10. ФАЗОИНВЕРСНЫЕ КАСКАДЫ

Фазоинверсным каскадом называется каскад, создающий два напряжения одинаковой амплитуды, сдвинутые по фазе на 180°. Фазоинверсным каскадом может быть трансформаторный каскад, у которого трансформатор

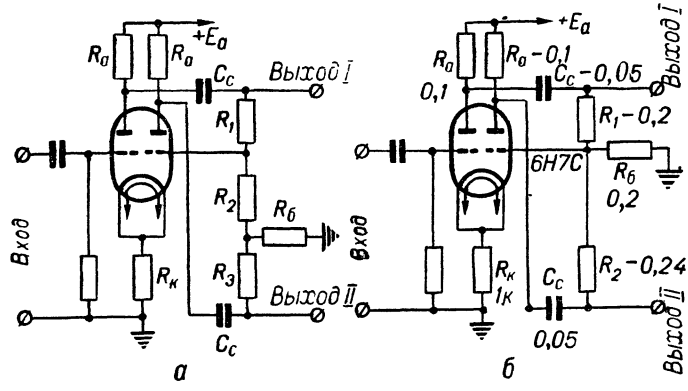


Рис. 174. Схемы самобалансирующегося фазоинверсного каскада.

выполнен со средним выводом вторичной обмотки. Такую схему применяют в тех случаях, когда оконечный каскад работает с токами сетки. Недостаток этой схемы — наличие громоздкой и дорогой детали — трансформатора.

Самобалансирующийся фазоинверсный каскад представлен на схемах рис. 174. В этих схемах могут быть применены лампы типа 6Н7С, 6Н8С, 6Н9С, 6Н1П, 6Н2П, 6Н5П, 6Н15П и др.

Расчет каскада по схеме рис. 174,*а* производится следующим образом:

1) задаются величиной $R_а$ (см. § 8) и величиной $R_3 = R_1 + R_2$ в соответствии с требованиями для ламп выходного каскада (стр. 338);

2) принимают $R_б = 0{,}2\ R_3$;

3) сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{а\sim} = \frac{R_а (R_1 + R_2)}{R_а + R_1 + R_2};$$

4) коэффициент усиления каскада

$$K_0 = \mu \frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}},$$

где μ — статический коэффициент усиления лампы в рабочей точке. Рабочая точка выбирается так же, как для усилительного каскада на сопротивлениях;

5) определяются сопротивления R_1 и R_2:

$$R_2 = \frac{R_3}{K_0}; \quad R_1 = R_3 - R_2;$$

6) сопротивление автоматического смещения

$$R_к = \frac{U_{c0}}{2I_{a0}};$$

7) емкость разделительных конденсаторов (в *мкф*)

$$C_c \geqslant \frac{150}{f_н R_3 \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $f_н$ — в *гц*, R_3 — в *ком*.

Величина $M_н$ выбирается обычно в пределах 1,05—1,2.

В схеме рис. 174,*б* функции делителя напряжения и балансирования выполняет одно сопротивление $R_б$. При этом сопротивления R_1 и R_2 выбираются неравными. Достоинством этой схемы является отсутствие одного сопротивления, недостатком — несколько худшая балансировка.

Особенности расчета фазоинверсного каскада по схеме рис. 174,*б* следующие: сопротивлением R_2 задаются в соответствии с типом выходной лампы, сопротивление R_1 выбирают на 20% меньше R_2, т. е. $R_1 = 0{,}8\,R_2$, а сопротивление $R_б = 0{,}3\,R_2$. Остальные элементы рассчитываются так же, как и для каскада, по схеме рис. 174,*а*.

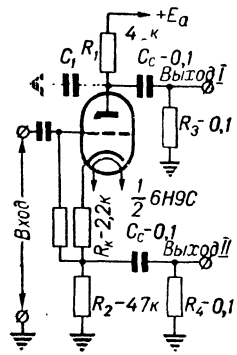


Рис. 175. Схема каскада с разделенной нагрузкой.

Каскад с разделенной нагрузкой показан на схеме рис. 175. В этом каскаде одна половина нагрузки включена в анодную цепь лампы, вторая — в катодную. Преимуществами этой схемы перед схемами рис. 174 являются: отсутствие одного триода и лучшая частотная характеристика, недостатком — отсутствие усиления ($K < 1$). Несмотря на то, что такой каскад не дает усиления, он часто применяется, особенно в высококачественных усилителях звуковой частоты и в широкополосных усилителях. Для устранения асимметрии частотной характеристики плеч на высоких частотах (в широкополосных усилителях) между анодом и шасси включают выравнивающий конденсатор C_1 емкостью несколько пикофарад.

Каскад с разделенной нагрузкой рассчитывается в следующем порядке:

1) задаются величиной нагрузки $R_1 = R_2 = 0{,}5\ R_a$ (см. § 8), и величинами $R_3 = R_4$ в соответствии с требованиями выходного каскада;

2) сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{a\sim} = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4};$$

3) внутреннее сопротивление лампы с учетом отрицательной обратной связи

$$R_i' = \frac{R_i + R_{a\sim}}{\mu};$$

4) эквивалентное сопротивление одного плеча

$$R_{экв} = \frac{R_{a\sim} R_i'}{R_{a\sim} + R_i'};$$

5) емкость, шунтирующая катодную часть нагрузки,

$$C_{\Sigma\ кат} = C_{к\text{-}н} + C_м + C_{вх.\ дин},$$

где $C_{к\text{-}н}$ — емкость катод — нить накала;

$C_м$ — емкость монтажа, а $C_{вх.\ дин}$ — динамическая входная емкость одного плеча двухтактного каскада;

6) коэффициент частотных искажений на верхних частотах

$$M_в = \sqrt{1 + (2\pi f_в R_{экв} C_{\Sigma\ кат})^2};$$

7) строится динамическая характеристика и определяются режим работы лампы и остальные элементы схемы (см. § 8).

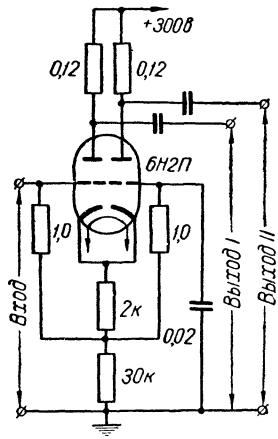


Рис. 176. Схема парафазного каскада.

Парафазный каскад (рис. 176) объединяет преимущества самобалансирующегося каскада и каскада с разделенной нагрузкой. Он характеризуется большим коэффициентом усиления и хорошей устойчивостью. Недостатком парафазного каскада является необходимость тщательного подбора элементов схемы.

Парафазные каскады часто применяются в качестве оконечных каскадов в усилителях для осциллографов.

§ 11. КАСКАД С КАТОДНОЙ НАГРУЗКОЙ (КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ)

Основные свойства. Величина коэффициента усиления не всегда определяет выбор схемы усилителя. Часто основными параметрами являются входное и выходное сопротивления. Особенностью катодного повторителя

является очень малое выходное и большое входное сопротивления, а также малая входная емкость. Коэффициент усиления катодного повторителя всегда меньше единицы.

Катодный повторитель отличается очень хорошими частотной и фазовой характеристиками, позволяющими передать без искажений широкую полосу частот — от нескольких герц до нескольких мегагерц.

Ко входу катодного повторителя можно подводить переменное напряжение, значительно превышающее допустимое для других схем.

Коэффициент усиления катодного повторителя очень стабилен и практически не меняется при изменении напряжения источников питания и параметров лампы со временем.

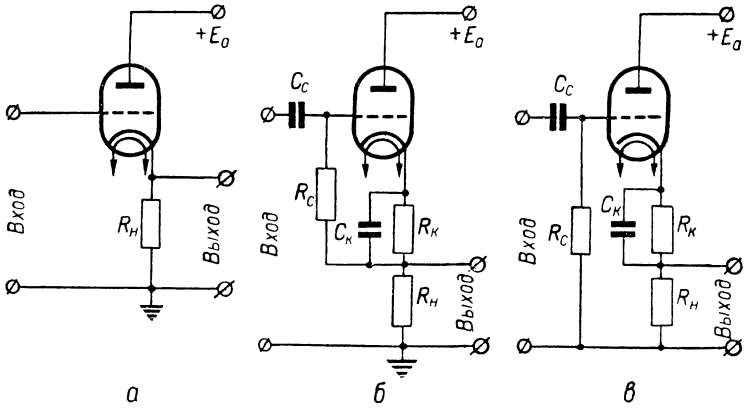


Рис. 177. Схемы каскадов с катодной нагрузкой на триоде.

Схемы. Три варианта схемы катодного повторителя приведены на рис. 177. Первый вариант (рис. 177,*а*) может быть избран только в том случае, если постоянная составляющая напряжения на сопротивлении нагрузки $U_{н0}$ равна напряжению смещения U_{c0}, необходимому для работы лампы в выбранном режиме. Если $U_{н0}$ меньше U_{c0}, то дополнительное смещение можно получить либо от отдельного источника, либо включив сопротивление $R_к$ (рис. 177,*в*). Если же $U_{н0}$ больше U_{c0}, то напряжение смещения подается с части сопротивления нагрузки или со специального сопротивления $R_к$ (рис. 177,*б*).

Если катодный повторитель выполняется на пентоде, то конденсатор, блокирующий экранную сетку, подключается между экранной сеткой и катодом (рис. 178).

Применение катодного повторителя в усилителях звуковых частот. Катодный повторитель целесообразно использовать в качестве последнего каскада выносных, например, микрофонных усилителей. Вследствие низкого выходного сопротивления катодного повторителя резко снижаются наводки на провода, соединяющие выходные клеммы выносного усилителя с входными клеммами основного усилителя.

Низкое выходное сопротивление катодного повторителя позволяет использовать его в качестве предоконечного каскада усилителя, если оконечный каскад работает с сеточными токами.

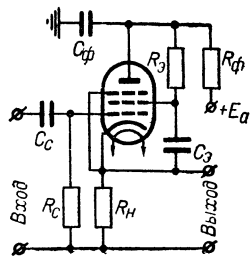


Рис. 178. Схема каскада с катодной нагрузкой на пентоде.

Выбор лампы. В катодном повторителе применяют как триоды, так и тетроды и пентоды. Чтобы ослабление напряжения было наименьшим, следует применять лампы с большей крутизной. Для уменьшения входной емкости надо применять пентоды.

Расчет катодного повторителя производится в следующем порядке:

1) выбирается величина нагрузки и строится динамическая характеристика (см. § 8). Величина нагрузки зависит от условий работы каскада. Если катодный повторитель применяется в УНЧ, то к величине нагрузки особых требований не предъявляется. Поэтому величину $R_н$ и режим лампы следует подбирать так, чтобы падение постоянного напряжения на $R_н$ создавало необходимое смещение на управляющей сетке, т. е. применить схему рис. 177, *а*;

2) коэффициент передачи напряжения

$$K = \frac{SR_н}{1 + SR_н},$$

где S — крутизна лампы (в *ма/в*);

$R_н$ — сопротивление нагрузки (в *ком*);

3) эквивалентное внутреннее сопротивление катодного повторителя на низких частотах

$$R_i' = \frac{1}{S};$$

для схемы рис. 177,*б* при большом внутреннем сопротивлении источника сигнала $R_{ист}$

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \beta\mu},$$

где

$$\beta = \frac{R_с}{R_с + R_{ист}};$$

4) выходное сопротивление катодного повторителя

$$R_{вых} = \frac{R_н R_i'}{R_н + R_i'};$$

5) коэффициент частотных искажений

$$M_в = \sqrt{1 + (2\pi f_в C_Σ R_{вых})^2},$$

где

$$C_{\Sigma} = C_{н} + C_{к\text{-}н} + C_{а\text{-}к} + C_{м};$$

$C_{н}$ — емкость нагрузки; $C_{к\text{-}н}$ — емкость катод — нить накала; $C_{а\text{-}к}$ — емкость анод-катод; $C_{м}$ — емкость монтажа;

6) входная динамическая емкость катодного повторителя

$$C_{вх.дин} = C_{а\text{-}с} + C_{с\text{-}к}(1 - K),$$

где $C_{а\text{-}с}$ — емкость анод — управляющая сетка;

$C_{с\text{-}к}$ — емкость управляющая сетка—катод;

K — коэффициент передачи напряжения.

§ 12. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Обратной связью называется связь между выходными и входными цепями какой-либо усилительной схемы.

Если за счет обратной связи усиление сигнала возрастает, то такая обратная связь называется положительной обратной связью или регенерацией. Наоборот, если усиление сигнала понижается, то такая обратная связь называется отрицательной обратной связью. Обратные связи бывают полезные, специально применяемые, и вредные, или паразитные.

Обратные связи различают также по принципу действия: обратная связь по напряжению, по току и смешанная.

Применение отрицательной обратной связи. При любом способе выполнения отрицательной обратной связи несколько улучшается работа усилителя, однако наилучшие результаты получаются при обратной связи по напряжению. При правильно выбранной отрицательной обратной связи по напряжению:

1) уменьшаются создаваемые усилителем нелинейные искажения;

2) уменьшается фон, шум;

3) уменьшаются частотные и фазовые искажения;

4) повышается стабильность величины коэффициента усиления и выходного напряжения при изменениях параметров ламп, величины нагрузки и т. д., что особенно важно при работе на комплексную нагрузку;

5) уменьшается выходное сопротивление усилителя.

Следует иметь в виду, что отрицательная обратная связь уменьшает искажения и фон, возникающие только в каскадах, охваченных обратной связью. Если на вход усилителя поступает напряжение с искажениями или искажения возникают в каскадах, не охваченных обратной связью, то отрицательная обратная связь не может их уменьшить.

Недостатки усилителей с отрицательной обратной связью:

1) уменьшение коэффициента усиления;

2) возможность самовозбуждения при некоторых условиях.

Отрицательная обратная связь по току применяется в усилителях звуковых частот сравнительно редко.

Способы осуществления отрицательной обратной связи показаны на схемах рис. 179.

Расчет усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению. Действие отрицательной обратной связи количественно характе-

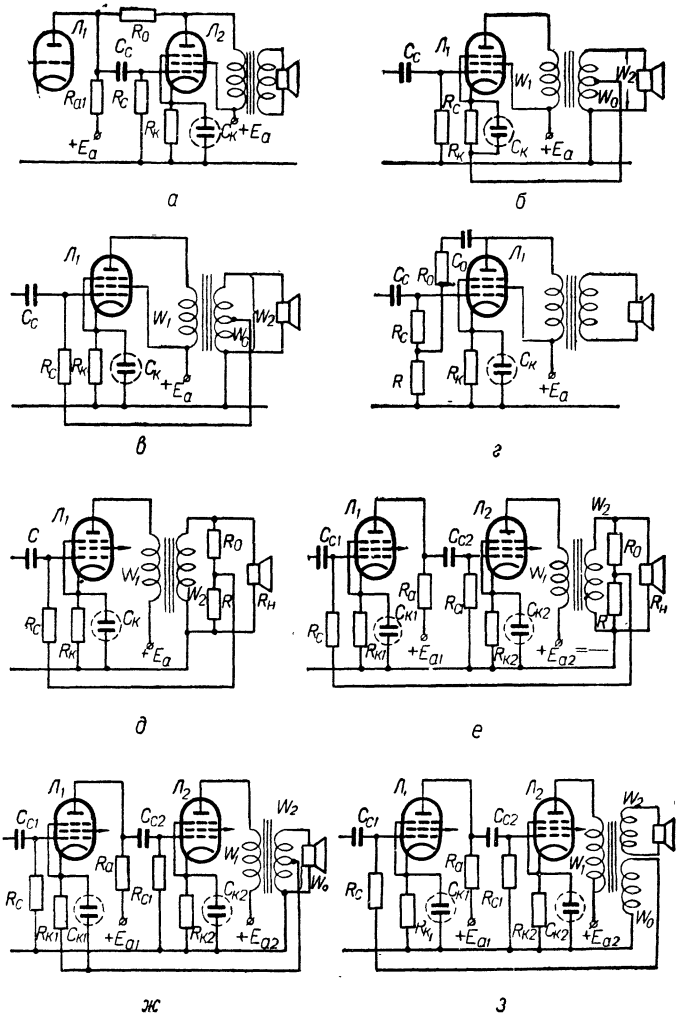


Рис. 179. Схемы подачи отрицательной обратной связи.

ризуется коэффициентом обратной связи A, который показывает, во сколько раз обратная связь уменьшает усиление охваченных ею каскадов. Коэффициент обратной связи A зависит от общего коэффициента усиления K каскадов, охваченных отрицательной обратной связью, и от коэффициента передачи β, показывающего, какая часть напряжения, действующего на выходе последнего каскада из числа охваченных отрицательной обратной связью, поступает как напряжение обратной связи в цепь управляющей сетки первого из этих каскадов:

$$A = 1 + \beta K.$$

Глубина обратной связи — выраженный в децибелах коэффициент А:

$$A_{дб} = 20 \lg (1 + \beta K).$$

Величина β рассчитывается для каждой конкретной схемы. Цепь обратной связи рассчитывается после расчета всех охваченных ею каскадов в следующем порядке:

1. Задаются величиной A. В большинстве случаев $A = 2 \div 3$, и только в высококачественных усилителях, когда принимают специальные меры улучшения фазовой характеристики (см. ниже), выбирают $A = 4 \div 6$ и больше.

2. Определяют величину

$$\beta = \frac{A - 1}{K}.$$

3. Для каждой конкретной схемы рассчитывают элементы цепи обратной связи, например, величину сопротивления R_0 или число витков обмотки обратной связи w_0 (рис. 179):

для схемы рис. 179,*а*

$$R_0 = \frac{R_{i1} R_{a1}}{R_{i1} + R_{a1}} \cdot \frac{1 - \beta}{\beta},$$

где R_{i1} — внутреннее сопротивление лампы $Л_1$.

Для схем рис. 179,*б* и 179,*ж*

$$w_0 = \beta w_2;$$

для схем рис. 179,*в* и 179,*з*

$$w_0 = \beta w_2 \frac{R_{ист} + R_c}{R_{ист}}$$

и для схем рис. 179, *г*, 179, *д* и 179, *е*

$$\frac{R}{R_0} = \frac{R_{ист}}{R_{ист} + R_c} \cdot \frac{\beta}{1 - \beta},$$

где $R_{ист}$ — выходное сопротивление источника сигнала. Если источником сигнала является предыдущий каскад, то

$$R_{ист} = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы этого каскада;

R_a — сопротивление его анодной нагрузки.

Величины сопротивлений R и R_0 выбирают так, чтобы выполнялось условие

$$R + R_0 \geqslant 20\, R_н.$$

4. Определяют коэффициент усиления каскадов, охваченных отрицательной обратной связью,

$$K_\beta = \frac{K}{A}.$$

5. Определяют коэффициент нелинейных искажений на выходе усилителя с отрицательной обратной связью

$$k_{г\beta} = \frac{k_г}{A},$$

где $k_г$ — коэффициент нелинейных искажений при той же выходной мощности без обратной связи.

6. Определяют внутреннее сопротивление лампы каскада, охваченного отрицательной обратной связью,

$$R_{i\beta} = \frac{R_i}{A}.$$

Устойчивость усилителя с отрицательной обратной связью. При глубокой отрицательной обратной связи ($A > 3 \div 5$) фазовые сдвиги на верхних и нижних частотах приводят к появлению положительной обратной связи на этих частотах и вызывают неустойчивость усилителя и даже самовозбуждение. В связи с этим в усилителях с глубокой отрицательной обратной связью требуется резкое расширение области частот с минимальными фазовыми сдвигами.

Чтобы улучшить фазовую характеристику усилителя, в схему не следует включать частотно-зависимые регулировки и трансформаторы, кроме выходного. Выходной трансформатор должен быть выполнен так, чтобы индуктивность рассеяния и собственная емкость были минимальными. Дополнительное улучшение фазовой характеристики можно получить, применяя специальные корректирующие RC-цепочки.

Для уменьшения влияния фазовых сдвигов на крайних частотах рабочего диапазона не следует охватывать отрицательной обратной связью более двух-трех каскадов.

Влияние паразитных обратных связей. При сравнительно слабых паразитных связях появляются дополнительные частотные и фазовые искажения, а иногда и нелинейные. При большой величине обратной связи усилитель может самовозбудиться.

В усилителях звуковых частот паразитные обратные связи бывают в основном такого вида:

1. Электростатическая связь между цепями.

2. Магнитная связь между отдельными каскадами, обусловленная магнитными потоками рассеяния трансформаторов, входящих в схему усилителя. Для ослабления магнитной обратной связи нужно располагать трансформаторы различных каскадов на больших расстояниях или применять магнитное экранирование.

3. Обратная связь через цепи питания. Для ослабления связи через источник анодного питания следует его шунтировать большой емкостью, применять электронную стабилизацию анодного питания, развязывающие фильтры (рис. 172). Кроме того, не следует допускать излишнего запаса усиления на низких частотах.

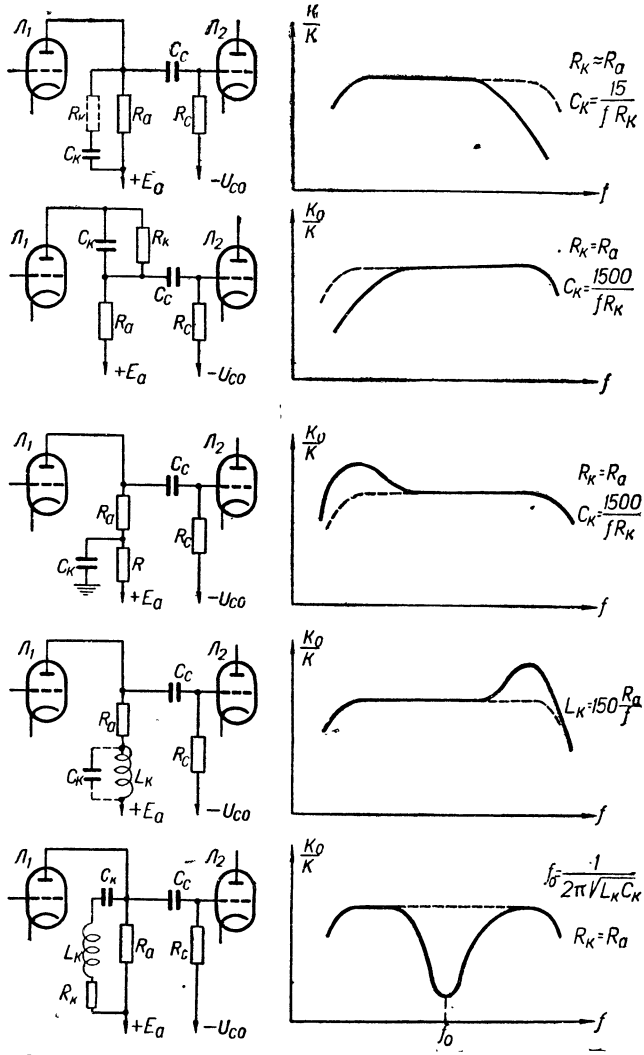


Рис. 180. Схемы коррекции частотной характеристики.
Пунктиром показаны частотные характеристики без коррекции. $L_к$ и $C_к$ — корректирующие элементы.

4. Обратная связь, обусловленная микрофонным эффектом. Для ослабления микрофонного эффекта следует амортизировать крепление лампы первого каскада усилителя, одевать на лампу колпак из звукоизолирующего материала (войлок, вата и т. п.), не следует монтировать громкоговоритель на шасси усилителя.

Генерация на ультравысоких частотах бывает чаще всего в мощных оконечных каскадах. Для подавления ее аноды ламп оконечного каскада соединяются с катодом через небольшую емкость (200—500 *пф*) наиболее коротким путем. Кроме того, непосредственно у анодного вывода в анодную цепь каждой лампы включается небольшое безындукционное и безъемкостное сопротивление (порядка 50—200 *ом*).

§ 13. КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Коррекция частотных характеристик в усилителях звуковых частот может преследовать следующие цели:

1) получение частотной характеристики, приближающейся к горизонтальной прямой. В этом случае уменьшение (или увеличение) усиления некоторых частот в одних каскадах компенсируется путем увеличения (или снижения) усиления этих же частот в других каскадах;

2) получение частотной характеристики специальной формы, заметно отличающейся от горизонтальной прямой;

3) получение регулируемой частотной характеристики (плавно или скачками), например, для регулировки тембра.

На рис. 180 показаны схемы включения простейших корректирующих цепей в усилителе на сопротивлениях. Там же показаны примерные частотные характеристики усилителей с коррекцией и без коррекции, а также приведены формулы, позволяющие ориентировочно определить величины корректирующих элементов для изменения усиления на заданной частоте f в 2 раза.

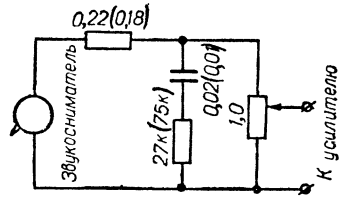


Рис. 181. Схема включения звукоснимателя для получения частотной характеристики с подъемом на низких частотах.

Коррекция частотной характеристики звукоснимателя. Если частотная характеристика звукоснимателя представляет собой горизонтальную прямую линию (идеализированный случай), то для компенсации подъема высоких частот при записи грампластинок, при их воспроизведении требуется подъем частотной характеристики на низких частотах до 6 *дб* (2 раза) на октаву [1]. На рис. 181 представлена схема корректирующей цепи для получения частотной характеристики с подъемом 6 *дб* на октаву на низких частотах. В скобках указаны величины, при которых получается подъем низких частот около 3 *дб* на октаву.

Желательно, чтобы величина сопротивления нагрузки для звукоснимателя на средних и высоких частотах была близка к рекомендуемой заводом-изготовителем. Для схемы рис. 181 она равна 0,25 *Мом*. Если сопро-

[1] Октава — частотный диапазон, крайние частоты которого отличаются в два раза.

тивление нагрузки должно составлять 0,5 *Мом*, то для получения такой же частотной характеристики величины сопротивлений в схеме нужно увеличить вдвое, а величину емкости уменьшить вдвое.

§ 14. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

Регулировка усиления может быть плавной и ступенчатой. В первом случае для регулировки применяется переменное сопротивление, включаемое как делитель напряжения (рис. 182,*а*). Во втором случае используется делитель напряжения из постоянных сопротивлений (рис. 182,*б*).

Регулятор усиления следует устанавливать на входе усилителя, чтобы не перегружалась первая лампа усилителя при сильных сигналах. В усилителях, работающих от источников сигнала с малой э. д. с. (микрофон, фотоэлемент, воспроизводящая головка и др.), регуляторы усиления следует устанавливать после первого усилительного каскада.

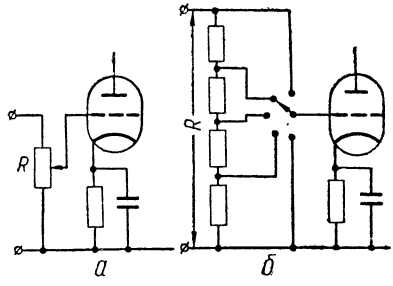


Рис. 182. Схемы регулирования усиления:
а — плавная регулировка; *б* — ступенчатая.

Максимально допустимое с точки зрения частотных искажений сопротивление регулятора можно определить по формуле

$$R = \left(\frac{2 \cdot 10^6 \sqrt{M_в^2 - 1}}{f_в C_{вх}} - R_{ист} \right) Мом,$$

где $f_в$ — высшая частота заданного диапазона (в *гц*);

$C_{вх}$ — входная емкость каскада, перед которым включен регулятор (в *пф*);

$R_{ист}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала (в *ком*);

$M_в$ — допустимый коэффициент частотных искажений на высшей частоте (обычно $M_в = 1{,}05 \div 1{,}2$).

Если регулятор усиления включен после каскада, собранного на пентоде, то вместо $R_{ист}$ в формулу следует подставлять величину сопротивления анодной нагрузки $R_а$.

Сопротивление регулятора R должно быть в 5—10 раз больше сопротивления анодной нагрузки предыдущего каскада. В противном случае усиление этого каскада будет заметно снижено.

Если величина сопротивления регулятора R, рассчитанная из условия допустимых частотных искажений, не удовлетворяет условию $R > 5R_а$, то можно применить другую схему, например, схему, в которой усиление регулируется изменением напряжения на экранной сетке пентода (рис. 183).

Усиление можно регулировать изменением глубины обратной связи. Недостаток этого способа — невозможность уменьшения усиления до нуля.

Если усиление регулируется для изменения громкости, то, чтобы получить плавное изменение громкости во всем диапазоне регулирования в схеме рис. 182,*а*, следует применять переменные сопротивления, величина которых между нижним и средним (по схеме) выводами изменяется по логарифмическому закону (тип Б).

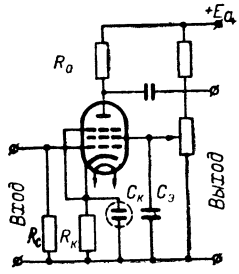


Рис. 183. Схема регулировки усиления потенциометром в цепи экранной сетки.

Компенсированные регуляторы громкости одновременно с изменением уровня громкости изменяют форму частотной характеристики усилителя в соответствии с кривыми равной громкости (рис. 119) или близко к ним. При такой регулировке тембр звучания не зависит от установки громкости.

В высококачественных усилителях применяются почти исключительно компенсированные регуляторы усиления.

Схемы регуляторов громкости с тонкомпенсацией показаны на рис. 184 и 185. В схеме рис. 185 при введении сопротивления R_1 обратная связь на крайних частотах возрастает медленнее, чем на средних частотах. Подбором сопротивлений R_2 и R_3 можно в широких пределах изменять характеристики тонкомпенсации. В этой схеме следует применять переменные сопротивления типа Б, а в схемах рис. 184 — типа В (см. § 6 гл. IV).

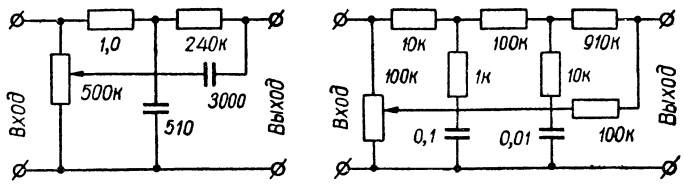


Рис. 184. Схемы регуляторов громкости с тонкомпенсацией в области низких частот.

Регулировка тембра звука основана на регулировке частотной характеристики усилителя в области низких и высоких звуковых частот. В простейших усилителях применяется регулировка тембра только в области высоких частот (рис. 186).

По характеру изменения частотной характеристики усилителя регуляторы тембра делятся на два типа:

1) с переменной крутизной наклона характеристики и неизменной частотой перехода и 2) с переменной частотой перехода и неизменной крутизной наклона характеристики. Соответствующие частотные характеристики приведены на рис. 187. В последнее время все чаще применяются регуляторы тембра второго типа.

Схемы второго типа имеют то преимущество, что при уменьшении усиления тех или иных частот возрастает коэффициент обратной связи и улучшаются шумовые свойства и линейность усилителя.

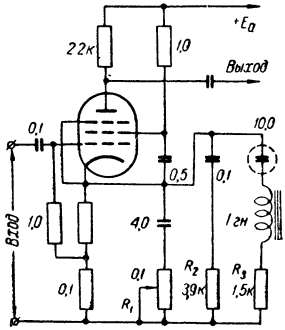


Рис. 185. Схема регулятора громкости с тонкомпенсацией в области нижних и верхних частот.

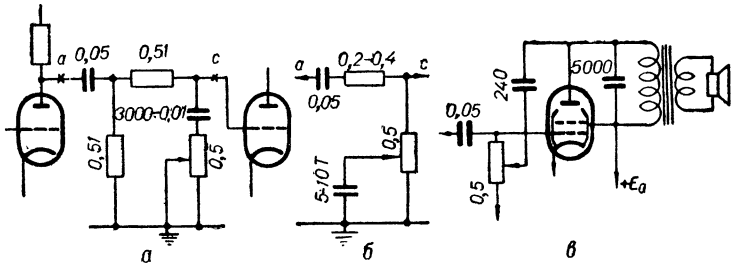


Рис. 186. Схемы простейших регуляторов тембра:
а — первый вариант; *б* — второй вариант; *в* — третий вариант (с отрицательной обратной связью).

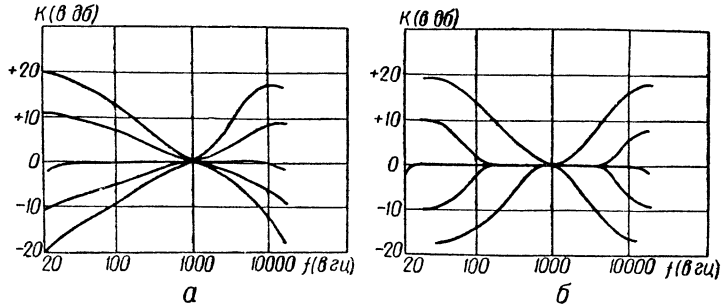


Рис. 187. Частотные характеристики регуляторов тембра:
а — первого типа; *б* — второго типа.

Регулировочные характеристики первого типа проще получаются в схемах регулируемых частотно зависимых делителей напряжения сигнала (рис. 188 и 189). Эти схемы понижают уровень средних частот (800—1200 *гц*) в 10—12 раз, что обычно компенсируется применением дополнительного каскада усиления.

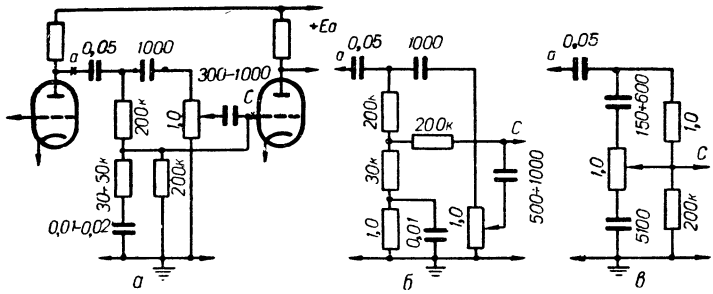


Рис. 188. Схемы регулировки тембра, обеспечивающие срез (14—16 *дб*) и подъем (до 14 *дб*) высоких частот (10 *кгц*).

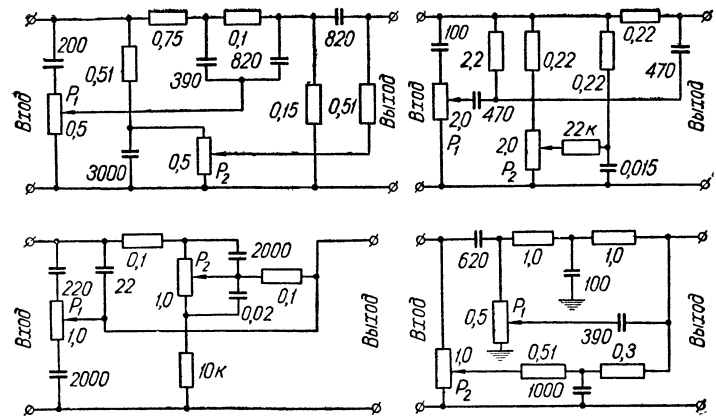


Рис. 189. Схемы регулировки тембра на низких и высоких частотах (регулировочная характеристика первого типа):

P_1 — регулятор высоких частот; P_2 — регулятор низких частот.

Для получения равномерной регулировки тембра в схемах рис. 188 и 189 следует применять переменные сопротивления типа В (см. § 6 гл. IV).

Устройство регуляторов тембра второго типа также связано с применением дополнительной лампы. Схема такого регулятора показана на рис. 190. Для получения широких пределов регулировки коэффициент усиления

самого каскада должен быть не менее 40—50 (без учета обратной связи). Выходное сопротивление предшествующего каскада должно быть невысоким, поэтому его следует выполнять на триоде с небольшим μ. В схеме, приведенной на рис. 190, применяются переменные сопротивления типа А.

В подавляющем большинстве высококачественных усилителей применяется раздельная регулировка частотной характеристики в области нижних и верхних частот. Пределы регулировки на крайних частотах составляют $\pm(15 \div 20)$ *дб*; при этом допускается изменение усиления на средней частоте (около 1000 *гц*) не более чем на 3 *дб*.

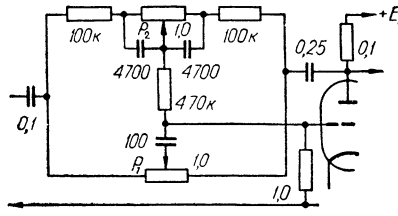


Рис. 190. Схема регулировки тембра на низких и высоких частотах (регулировочная характеристика второго типа):
P_1 — регулятор высоких частот; P_2 — регулятор низких частот.

§ 15. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ СМЕСИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Низкочастотные смесительные системы применяются для смешивания сигналов от двух или нескольких источников.

При любой смесительной системе желательно, чтобы подводимые ко всем каналам входные напряжения были по возможности одинаковы, т. е.

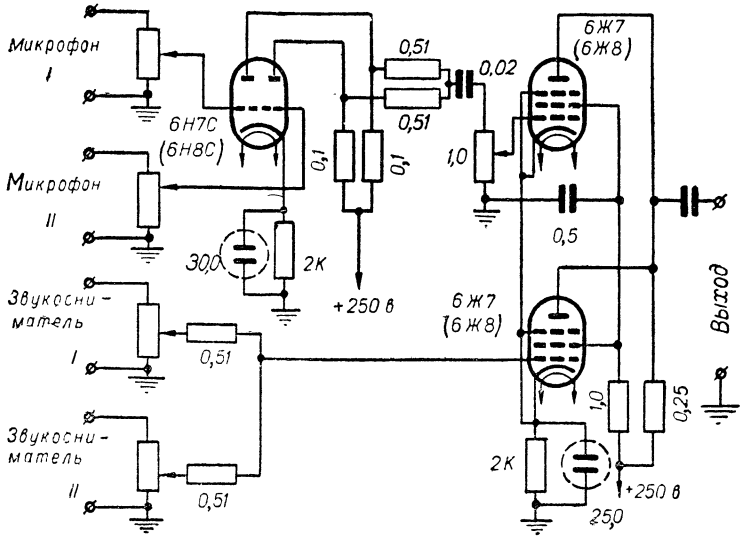


Рис 191. Схема устройства для смешивания сигналов от двух микрофонов и двух звукоснимателей.

чтобы одинаковые установки движков регуляторов громкости давали близкие по величине выходные напряжения. Если, например, сигнал от звукоснимателя должен смешиваться с сигналом от микрофона, дающего малое напряжение, то в этом случае желательно включить между микрофоном и смесителем один каскад усиления.

На рис. 191 приведена схема смесительной системы, обеспечивающая смешивание сигналов от двух микрофонов и двух звукоснимателей и дающая удовлетворительное усиление при выходном напряжении около 30 *в*.

§ 16. ШУМЫ В УСИЛИТЕЛЯХ

Максимальный динамический диапазон усилителя определяется уровнем шумов. Чем меньше уровень шумов, тем больше динамический диапазон. Шумы усилителя создаются главным образом первым каскадом и его входными цепями.

Шум источника входного сигнала обусловлен тепловым движением собственных электронов в сопротивлении источника. Э. д. с. этого шума подсчитывается так же, как и для сопротивлений (см. § 5, гл. IV).

Шум электронных ламп и полупроводниковых триодов. Действие шумов электронной лампы принято учитывать включением в цепь сетки так называемого шумового сопротивления лампы $R_ш$; при этом саму лампу можно рассматривать как идеальную, не имеющую шума в анодной цепи.

Величина шумового сопротивления для триодов может быть подсчитана по формуле

$$R_ш = \frac{2 \div 2{,}5}{S} ком,$$

где S — крутизна триода в рабочей точке (в *ма/в*).

У пентодов величина шумового сопротивления значительно больше, чем у триодов.

Уровень шумов электронных ламп и сопротивлений снижается при уменьшении полосы пропускания усилителя, поэтому в усилителях, работающих от источников входного сигнала с малой э. д. с. (менее 0,5—1 *мв*), не следует расширять полосу пропускания больше, чем это необходимо для качественного воспроизведения сигналов.

Действие шумов полупроводниковых триодов оценивается коэффициентом (или фактором) шума (см. § 2 гл. IX). Мощность шумов полупроводниковых триодов, приходящаяся на единицу полосы пропускания примерно обратно пропорциональна частоте (для электронных ламп и сопротивлений эта величина не зависит от частоты).

Мощность шумов полупроводникового триода, отнесенная к его входу (в *вт*)

$$P_{ш.вх} = 0{,}9 \cdot 10^{-17} N_ш \lg \frac{f_в}{f_н},$$

где $N_ш$ — коэффициент шума, $f_в$ и $f_н$ — верхняя и нижняя частоты полосы пропускания.

Зная входное сопротивление триода $R_{вх}$, можно найти действующее значение напряжения шумов, приведенное ко входу триода

$$U_{ш.вх} = \sqrt{P_{ш.вх} R_{вх}};$$

Для уменьшения шумов электронных ламп в первых каскадах усилителей следует применять триоды с большой крутизной. Шумы ламп уменьшаются при уменьшении анодного тока и увеличении напряжения накала. Наименьшую мощность шумов дает лампа 6Н3П при напряжении накала 6,8—7 *в* и анодном напряжении 40—60 *в*.

В первых каскадах полупроводниковых усилителей следует применять триоды с малым коэффициентом шума. Отношение сигнал/шум в полупроводниковом усилителе зависит также от сопротивления источника сигнала и максимально при сопротивлении источника 100—1000 *ом*.

Шум, обусловленный микрофонным эффектом лампы и проводов сеточной цепи. Причины этого шума — вибрации электродов ламп и монтажных проводов, приводящие к изменениям анодного тока ламп.

Пути уменьшения микрофонного эффекта:

1) выбор для первого каскада усилителя лампы с жесткой конструкцией, например, сверхминиатюрной или пальчиковой (6С6Б, 6Н1П, 6Н3П);

2) амортизация панельки входной лампы пружиной, мягкой резиной или пружинной шайбой;

3) акустическая экранировка входной лампы колпаком из войлока или губчатой резины;

4) увеличение колеблющейся массы за счет свинцового колпака, одеваемого на входную лампу;

5) монтаж сеточной цепи входной лампы тонкими, мягкими проводами;

6) ослабление действующих на усилитель вибраций или удаление усилителя от источника вибраций.

Шум, обусловленный пульсацией напряжений, питающих накальные и анодно-экранные цепи ламп.

Для ослабления действия пульсаций анодного напряжения следует повышать коэффициент сглаживания фильтров питания, включать развязывающие фильтры (см. § 8 гл. X) с большой постоянной времени (произведение RC).

Величину допустимого коэффициента пульсаций анодного напряжения можно определить по формуле

$$p = \frac{U_{\text{с.мин}} K}{D E_{\text{а}}} \cdot \frac{R_{\text{а}} + R_i}{R_i},$$

где $U_{\text{с. мин}}$ — наименьшая амплитуда напряжения на сетке лампы входного каскада (в *в*);

K — коэффициент усиления входного каскада;

D — отношение сигнал/фон;

$E_{\text{а}}$ — напряжение источника анодного питания входного каскада (в *в*);

$R_{\text{а}}$ и R_i — сопротивления анодной нагрузки и внутреннее сопротивление лампы входного каскада (в *ком*).

Величина D зависит от назначения усилителя и может достигать 1000.

Для ослабления шумов (фона), создаваемых цепями накала, можно принимать следующие меры:

1) применять во входном каскаде триоды;

2) заземлять среднюю точку обмотки накала ламп силового трансфор-

матора или включать между проводами накала переменное сопротивление с заземленным отводом (положение отвода подбирается);

3) подавать на нить накала положительный потенциал по отношению к катоду (или отрицательный потенциал на катод по отношению к нити накала) согласно схеме рис. 192;

4) снижать напряжение накала первых каскадов до 5,5—5,8 *в* (вместо 6,3 *в*);

5) не использовать шасси усилителя в качестве проводника; минусовые цепи усилителя следует соединять с шасси в одной точке, место которой подбирается экспериментально.

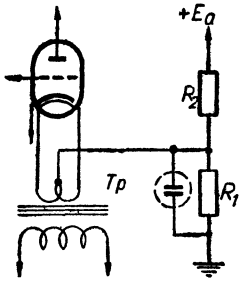


Рис. 192. Схема подачи на катод отрицательного потенциала по отношению к нити накала.

Шум, обусловленный магнитными и электрическими наводками от внешних источников помех, как на усилительные лампы, так и на детали монтажа.

Источниками магнитных наводок могут быть электродвигатели, электромагниты, электромагнитные реле, силовые трансформаторы, дроссели фильтров в выпрямителях, проволочные сопротивления и т. п.

Пути уменьшения магнитных наводок:

1) правильное расположение источников наводок относительно входных цепей и первого каскада;

2) применение для изготовления шасси усилителя немагнитных материалов (алюминий, дюралюминий, латунь и др.);

3) свивание входных проводов с минимальным шагом; следует применять тонкие провода;

4) магнитная экранировка входного каскада экраном из материала с большой магнитной проницаемостью, например, из пермаллоя;

5) экранировка входного трансформатора (см. § 3 гл. VI).

Электрические наводки происходят через паразитные емкости монтажа. Источниками электрических наводок могут быть выводы обмоток силового трансформатора, сетевой шнур, накальные провода.

Для уменьшения электрических наводок на провода и детали входного каскада их экранируют, т. е. заключают в кожух из материала с высокой проводимостью (медь, алюминий). Кожух соединяется с шасси усилителя.

Практически электрическое экранирование выполняют следующим образом. На свитые входные провода одевают медную (луженую) оплетку и соединяют ее с шасси. Для уменьшения емкости проводов на «землю» предварительно на провода одевают изоляционную трубку. Одиночные сеточные провода второго, а иногда и третьего каскада также помещают в оплетку. Металлические корпусы переменных сопротивлений и других деталей соединяют с шасси. Ламповую панель входного каскада и относящиеся к ней детали закрывают соединенным с шасси металлическим листом.

§ 17. УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Особенности усилителей на полупроводниковых триодах. На полупроводниковых триодах можно создать малогабаритные экономичные усилители с большим сроком службы. Основные трудности, возникающие при

построении усилителей на полупроводниковых триодах, обусловлены малыми входными сопротивлениями триодов и зависимостью параметров от температуры. Поэтому, если требуется получить высокое входное сопротивление (входной каскад осциллографа, усилителя для конденсаторного микрофона пьезоэлектрического звукоснимателя и т. п.), не всегда можно применять полупроводниковые триоды. В большинстве же случаев в усилителях низкой частоты полупроводниковые триоды могут быть применены.

Схемы включения полупроводниковых триодов, их эквивалентные схемы и формулы для расчета параметров схем приведены в табл. 123.

Наибольшее усиление по мощности можно получить в схеме с заземленным эмиттером. Однако частотные искажения на высоких частотах в этой схеме получаются больше, чем в других схемах. В схеме с заземленным основанием (базой) очень низкое входное сопротивление, однако частотная характеристика в области высоких частот лучше при значительном усилении. Точечные триоды включаются только по схеме с заземленным основанием. Каскады с заземленным коллектором характеризуются такими же показателями, как и катодный повторитель (см. § 11).

В двухкаскадных усилителях могут применяться различные комбинации схем включения полупроводниковых триодов.

При согласованных сопротивлениях генератора $R_г$ и нагрузки $R_н$, когда их величина составляет несколько единиц или десятков килоом, следует применять схемы каскадов с заземленными эмиттерами; при малых сопротивлениях (меньше 100 *ом*) — схему с заземленным эмиттером или заземленным основанием в первом каскаде и с заземленным коллектором — во втором; при больших сопротивлениях (больше 100 *ком*) — с заземленным коллектором в первом каскаде и заземленным эмиттером во втором.

Если сопротивление нагрузки превышает сопротивление генератора, следует применять двухкаскадную схему с заземленными эмиттерами. Если же сопротивление генератора превышает сопротивление нагрузки, следует применять двухкаскадную схему с заземленными эмиттерами или комбинацию с заземленным эмиттером в первом каскаде и заземленным коллектором во втором.

Междукаскадные связи. Применяя трансформаторную связь между каскадами полупроводникового усилителя, можно согласовать выходные сопротивления предыдущих каскадов и выходные сопротивления последующих каскадов и получить максимальное усиление по мощности. При трансформаторной связи между каскадами очень удобно осуществить обратную связь, охватывающую несколько каскадов. Недостаток трансформаторной связи — применение трансформаторов, что приводит к увеличению размеров усилителя, ухудшению частотной характеристики, а иногда и к неустойчивости работы на крайних усиливаемых частотах вследствие фазовых сдвигов в трансформаторе.

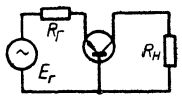
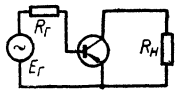
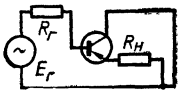
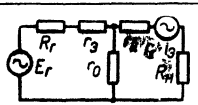
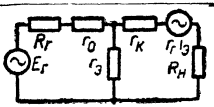
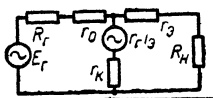
Указанных недостатков нет в усилителях с реостатно-емкостной связью между каскадами. Однако реостатно-емкостная связь не обеспечивает согласования сопротивлений.

В каскадах предварительного усиления применяется главным образом реостатно-емкостная связь. Трансформаторная связь часто применяется между предоконечным каскадом и двухтактным оконечным каскадом.

Стабилизация режима полупроводниковых триодов. Основной причиной низкой температурной стабильности режима триода является обратный ток коллектора, величина которого зависит от температуры. Изменение полного тока коллектора при изменении температуры, как правило, превышает изменение обратного тока, причем степень этого превышения

Таблица 123

Схемы включения, эквивалентные схемы и параметры полупроводниковых триодов

Схема	Заземленное основание	Заземленный эмиттер	Заземленный коллектор
Схема включения			
Эквивалентная схема			
Входное сопротивление	$r_э + r_о\,(1-\alpha)$	$r_о + \dfrac{r_э}{1-\alpha}$	$\dfrac{R_н}{1-\alpha}$
Выходное сопротивление $R_{вых}$	$r_к \dfrac{r_э + r_о(1-\alpha) + R_г}{r_э + r_о + R_г}$	$r_к(1-\alpha) + r_э \dfrac{\alpha r_к + R_г}{r_э + r_о + R_г}$	$r_э + (r_о + R_г)(1-\alpha)$
Коэффициент усиления каскада по току K_i	α	$\dfrac{\alpha}{1-\alpha}$	$\dfrac{1}{1-\alpha}$
Коэффициент усиления каскада по напряжению K_u	$\dfrac{\alpha R_н}{r_э + r_о(1-\alpha)}$	$\dfrac{-\alpha R_н}{r_э + r_о(1-\alpha)}$	1

Примечания: 1. В таблице приведены приближенные формулы, обеспечивающие достаточную для практики точность.

2. $R_г$ — внутреннее сопротивление источника, $R_н$ — сопротивление нагрузки, $r_г i_э$ — э.д.с. эквивалентного генератора.

3. Параметры триодов $r_э$, $r_о$ и $r_к$ определяются из табл. 98 и 99 или по формулам (стр. 245).

определяется в основном способом включения триода. Прирост обратного тока коллектора при неправильно выбранной схеме значительно усиливается самим триодом, что приводит к дополнительному изменению полного тока коллектора.

Для повышения стабильности режима триода следует подключать его основание к положительному полюсу источника питания коллектора через возможно меньшее сопротивление. Сопротивление в цепи эмиттера следует по возможности увеличивать.

Наиболее выгодной по условиям стабильности режима является схема включения полупроводникового триода с отдельной батареей смещения. Такое включение триода удобно в усилителях с трансформаторным входом (рис. 193,*а*) и в усилителях с заземленным по переменному току основанием (рис. 193,*б*).

В этих случаях основание триода подключено к батарее E через малое сопротивление обмотки трансформатора $Тр$ или батареи $E_{см}$.

Э. д. с. большинства химических источников тока превышает 1 *в*, а напряжение между основанием и эмиттером открытого триода должно быть значительно меньше, для компенсации избыточного напряжения батареи смещения в цепь эмиттера включается сопротивление R_1, на котором ток эмиттера триода создает компенсирующее напряжение. Ориентировочная величина сопротивления R_1 может быть определена по формуле

$$R_1 = \alpha \frac{E_{см}}{I_к} ком,$$

где α — коэффициент усиления триода по току (см. гл. IX);

$E_{см}$ — напряжение батареи смещения (в *в*);

$I_к$ — ток коллектора (в *ма*).

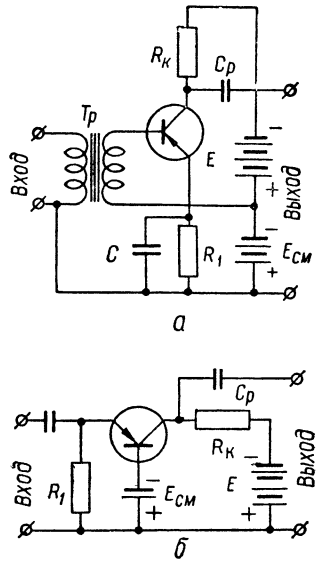


Рис. 193. Схемы усилительных каскадов с отдельным источником смещения:
а — с заземленным эмиттером;
б — с заземленным основанием.

Для повышения стабильности режима следует увеличить напряжение батареи смещения, поскольку это влечет за собой увеличение сопротивления R_1 в цепи эмиттера. Следует, однако, помнить, что увеличение напряжения $E_{см}$ уменьшает фактическое напряжение питания триода, которое равно разности напряжения источника E и падения напряжения U_1 на сопротивлении $R_1 (U_1 \approx E_{см})$.

Наиболее широкое применение находит схема усилительного каскада с заземленным эмиттером и реостатно-емкостной связью (рис. 194). Батарея смещения заменена делителем напряжения R_2, R_3, подключенным к общему источнику питания. Эта схема менее стабильна и менее экономична по сравнению со схемой с отдельной батареей, так как увеличивается ток источника за счет тока делителя.

Сопротивление R_1 в схеме рис. 194 можно определить из соотношения

$$R_1 = (0{,}1 \div 0{,}25)\frac{E}{I_{к0}} \text{ ком},$$

где E — напряжение источника питания (в *в*);
$I_{к0}$ — ток коллектора в рабочей точке (в *ма*).

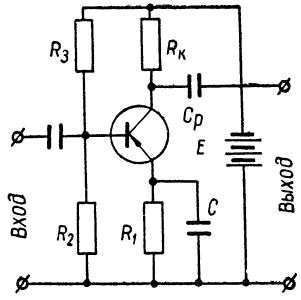


Рис. 194. Схема усилительного каскада без отдельного источника смещения.

Сопротивления делителя определяются из следующих соотношений:

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{I_{к0}}{\alpha I_{дел}} + \frac{U_{о0}}{I_{дел}};$$

$$R_3 = \frac{E - I_{дел}R_2}{I_{дел} + \frac{1-\alpha}{\alpha} I_{к0}},$$

где $U_{о0}$ — напряжение смещения эмиттер — основание (определяется режимом триода);
$I_{дел}$ — ток делителя ($I_{дел} \geqslant I_{к0}$);
α — коэффициент усиления триода по току (см. гл. IX).

Чем больше сопротивление R_1 и ток делителя, тем выше стабильность режима, однако при увеличении сопротивления R_1 снижается мощность, отдаваемая триодом, а при увеличении тока делителя возрастает ток источника. Обычно выбирают ток делителя равным или несколько большим тока коллектора.

Падение напряжения на сопротивлении R_1 в схеме рис. 194 создает отрицательную обратную связь по постоянному току, которая оказывает дополнительное стабилизирующее действие. Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току параллельно сопротивлению R_1 следует включать конденсатор, емкость которого в *мкф* можно определить из условия

$$C \geqslant \frac{(1 + SR_1) \cdot 10^6}{6{,}3 f_н R_1 \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где R_1 — сопротивление (в *ом*);
S — крутизна триода, см. гл. IX (в *а/в*);
$f_н$ — низшая частота (в *гц*);
$M_н$ — коэффициент частотных искажений на низшей частоте (обычно $M_н = 1{,}1 \div 1{,}2$).

Отрицательная обратная связь по переменному току применяется в усилительных каскадах, собранных по схеме с заземленным эмиттером, для уменьшения искажений и увеличения входного сопротивления. В схеме рис. 195 сопротивление R_1 является сопротивлением отрицательной обратной связи.

Входное сопротивление триода с отрицательной обратной связью

$$R_{вх} = r_о + \frac{r_э + R_1}{1 - \alpha},$$

а выходное

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{к}}(1-\alpha) + \frac{(\alpha r_{\text{к}} + R_{\text{г}})(r_{\text{э}} + R_1)}{r_{\text{э}} + R_1 + r_{\text{о}} + R_{\text{г}}}.$$

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_U = -\frac{\alpha R_{\text{н}}}{r_{\text{э}} + R_1 + r_{\text{о}}(1-\alpha)}.$$

Значение величин $r_{\text{о}}$, $r_{\text{э}}$, $r_{\text{к}}$, $R_{\text{г}}$ см. в табл. 123.

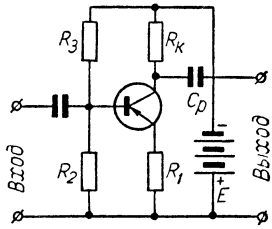


Рис. 195. Схема каскада с отрицательной обратной связью по постоянному и переменному току.

Оконечные каскады могут быть собраны по схеме с заземленным эмиттером или по схеме с заземленным основанием. Во втором случае требуется более мощный предоконечный каскад, однако к. п. д. получается выше и нелинейные и частотные искажения меньше.

Режим класса А, обеспечивающий меньшие нелинейные искажения, чем режим класса В, применяется в основном в однотактных каскадах. Режим класса В является более экономичным, однако может быть использован только в двухтактных каскадах.

В оконечных каскадах, предназначенных для работы в условиях изменяющейся температуры, особенно необходимо стабилизировать режим триодов. При небольших колебаниях температуры (менее $\pm$ 10°) достаточно стабили-

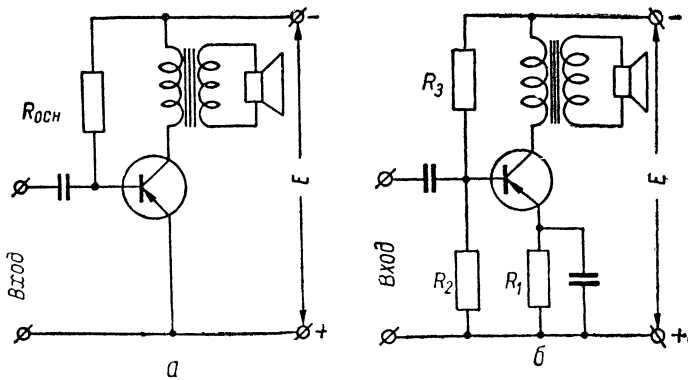


Рис. 196. Схемы однотактных оконечных каскадов.

зировать ток основания. Для этого основание подключают к отрицательному полюсу источника питания через большое сопротивление $R_{\text{осн}}$ (рис. 196, *а*). Такая схема более экономична по сравнению со схемой с дели-

телем напряжения в цепи основания (рис. 196,*б*). Величина сопротивления $R_{осн}$ в схеме рис. 196,*а* находится по формуле

$$R_{осн} = \frac{E - U_{o0}}{I_{o0}},$$

где E — напряжение источника питания;
U_{o0} — напряжение смещения;
I_{o0} — ток основания.

Схема двухтактного оконечного каскада со стабилизацией режима приведена на рис. 197.

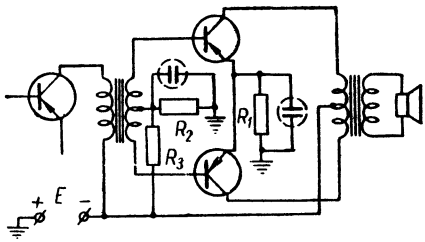


Рис. 197. Схема двухтактного оконечного каскада.

Расчет однотактного оконечного каскада производится в следующем порядке.

1. Сопротивление нагрузки в цепи коллектора до построения динамической характеристики определяется ориентировочно по формуле

$$R_к = \frac{0{,}4E^2}{P_н}\eta_{тр} \text{ ом},$$

где E — напряжение источника питания (в *в*);
$P_н$ — необходимая мощность в нагрузке (в *вт*);
$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора ($\eta_{тр} = 0{,}6 \div 0{,}8$).

Напряжение источника E следует выбирать примерно равным половине допустимого напряжения на коллекторе для данного типа триода, если не задано меньшее значение E.

2. Сопротивление первичной обмотки трансформатора

$$r_1 = (0{,}4 \div 0{,}5)\, R_к\, (1 - \eta_{тр}).$$

3. На семействе выходных характеристик (рис. 198) из точки $U_к = E$ проводят нагрузочную прямую полного сопротивления постоянному току. Тангенс угла наклона этой прямой с учетом масштаба

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{1}{R_1 + r_1},$$

где R_1 — сопротивление в цепи эмиттера (рис. 196,*б*). Если рассчитывается схема рис. 196,*а*, то $R_1 = 0$.

На указанной прямой будет находиться рабочая точка. Отсекая горизонтальной прямой $I_{к.\,мин}$ область малых токов коллектора, проводят динамическую характеристику так, чтобы точка A лежала вблизи загибов статических характеристик, точка B — на прямой $I_{к.\,мин}$, а расстояния OA и OB, выраженные в токах основания I_0, были бы равны между собой. Рабочая точка O должна находиться ниже линии допустимой мощности рассеивания на коллекторе (пунктирная линия на рис. 198). Если эта линия

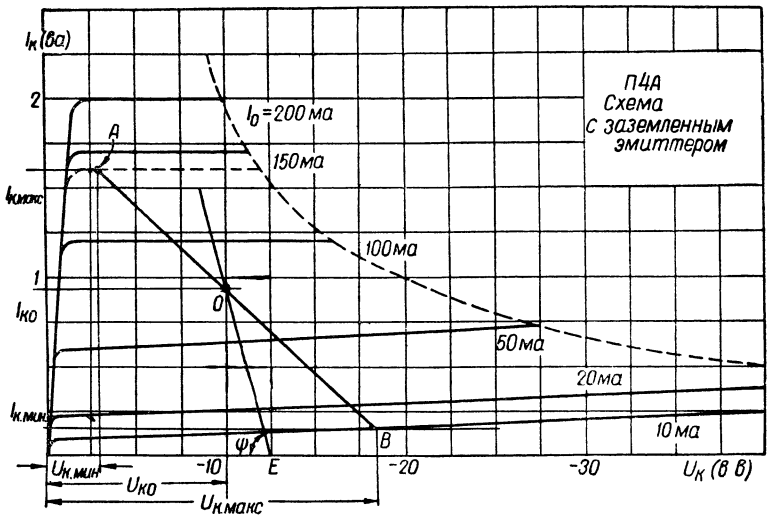


Рис. 198. Построение динамической характеристики однотактного оконечного каскада.

не показана на графике, то следует проверить выполнение условия по формуле

$$U_{к0}I_{к0} \leqslant P_к,$$

где $U_{к0}$ — напряжение на коллекторе в рабочей точке (в *в*);

$I_{к0}$ — ток коллектора в рабочей точке (в *а*);

$P_к$ — допустимая мощность рассеивания на коллекторе (в *вт*).

Если это условие не выполняется, то следует выбрать другую рабочую точку. Для выбранной рабочей точки определяют величину тока основания $I_{0\,0}$ и по входной характеристике, снятой при $U_к = U_{к0}$, находят величину напряжения смещения $U_{0\,0}$ (рис. 199).

4. Мощность, отдаваемая в нагрузку

$$P_н = \frac{(U_{к.\,макс} - U_{к.\,мин})(I_{к.\,макс} - I_{к.\,мин})}{8} \cdot \eta_{тр}.$$

5. Сопротивление нагрузки в цепи коллектора определяют по наклону динамической характеристики

$$R_к = \frac{U_{к.макс} - U_{к.мин}}{I_{к.макс} - I_{к.мин}}.$$

6. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R_к \eta_{тр}}},$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки, подключаемое ко вторичной обмотке выходного трансформатора.

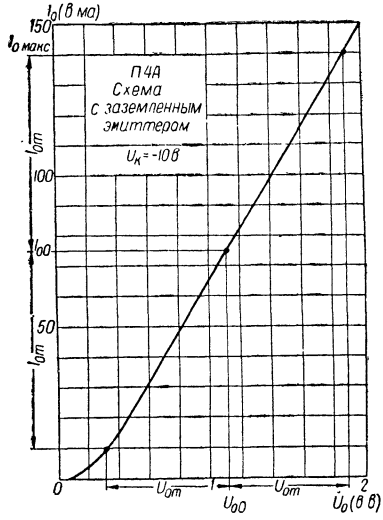


Рис. 199. Входная характеристика триода П4А.

7. Сопротивления R_1, R_2 и R_3 определяются из условий стабилизации режима (см. стр. 361).

8. Для определения мощности предоконечного каскада из построения рис. 198 определяют амплитуду тока основания I_{0m}, а по входной характеристике — амплитуду напряжения на основании U_{0m}.

Необходимая мощность предоконечного каскада

$$P_{вх} = 0{,}5\, U_{0m} I_{0m}.$$

9. Входное сопротивление триода

$$R_{вх} = \frac{U_{0m}}{I_{0m}}.$$

Пример. Рассчитать оконечный каскад на триоде П4А. $P_н = 2$ *вт*; $E = 12{,}5$ *в*; $\eta_{тр} = 0{,}7$.

Определяем: $R_к = 17{,}6$ *ом*; $r_1 = 2{,}65$ *ом*. Нагрузочная прямая *EO* и динамическая характеристика *AB* построены на рис. 198. В рабочей точке $U_{к0} = -10$ *в*; $I_{к0} = 0{,}9$ *а*; $I_0 = 75$ *ма*. В динамическом режиме $U_{к.макс} = 18{,}5$ *в*; $U_{к.мин} = 2{,}6$ *в*; $I_{к.макс} = 1{,}6$ *а*; $I_{к.мин} = 0{,}2$ *а*. Мощность в нагрузке $P_н \approx 2$ *вт*. Сопротивление нагрузки триода $R_к = 11{,}3$ *ом*. Таким образом, громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки 10—12 *ом* может быть включен непосредственно в цепь коллектора (без выходного трансформатора).

По рис. 199 определяем: $U_{00} = 1{,}1$ *в*; $U_{0m} = 0{,}8$ *в*; $I_{0m} = 65$ *ма*.

Вычисляем: $P_{вх} = 0{,}026$ *вт* $= 26$ *мвт*; $R_{вх} = 12{,}3$ *ом*.

Расчет двухтактного оконечного каскада в режиме класса В. Ток коллектора в рабочей точке выбирается около 5% от максимального тока для данного типа триодов. При этом напряжение смещения в цепи эмиттера очень мало (определяется по входным характеристикам).

Наивыгоднейшая величина сопротивления нагрузки между концами первичной обмотки выходного трансформатора

$$R_к \approx \frac{4E_к^2}{11P_к}.$$

Наибольшая мощность в нагрузке

$$P_н \approx 5{,}5P_к\eta_{тр},$$

где $P_к$ — допустимая мощность рассеяния на коллекторе одного триода.

Среднее значение потребляемого от источника питания тока при максимальной отдаваемой мощности

$$I_{ср} \approx 7{,}5\frac{P_к}{U_{к0}}.$$

Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1} \approx 0{,}9\sqrt{\frac{R_н}{R_к}}.$$

Остальные параметры выходного трансформатора рассчитываются по формулам, приведенным в гл. VI.

Оконечные каскады с низковольтным питанием. В оконечных каскадах, работающих в классе В и питающихся от низковольтных источников (например, в портативных устройствах), трудно получить малые нелинейные искажения при использовании обычных схем. Поэтому применяются схемы со сдвоенными триодами (рис. 200). Сопротивления R_1 и R_2 необходимы для создания небольшого напряжения смещения (порядка 0,15 *в*).

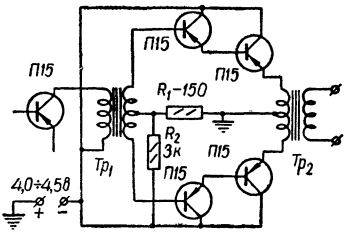


Рис. 200. Схема двухтактного оконечного каскада с низковольтным питанием. Выходная мощность 150 *мвт* при коэффициенте нелинейных искажений 2%.

Входной трансформатор $Тр_1$ намотан на тороидальном сердечнике из пермаллоевой ленты. Размеры сердечника: высота 12 *мм*, наружный диаметр 23 *мм*, внутренний диаметр 10 *мм*. Первичная обмотка: 700 витков провода ПЭВ-1 0,11; вторичная: 1600 + 1600 витков провода ПЭВ-1 или ПЭЛ 0,07. Индуктивность первичной обмотки 1,8 *гн*, вторичной — 30 *гн*.

Выходной трансформатор $Тр_2$ намотан на сердечнике типа Ш9 × 15. Первичная обмотка: 200 + 200 витков провода ПЭЛ 0,15, вторичная: 50 витков провода ПЭЛ 0,5 (сопротивление звуковой катушки громкоговорителя 6 *ом*).

Бестрансформаторные оконечные каскады отличаются меньшими размерами и весом, лучшими частотными характеристиками и позволяют применять в усилителе более глубокую отрицательную обратную связь. Недо-

статки бестрансформаторных оконечных каскадов: большая мощность, потребляемая от предоконечного каскада, и более высокий коэффициент нелинейных искажений. Используя возможность применения более глубокой отрицательной обратной связи, можно довести нелинейные искажения до величины не большей, чем в усилителях с трансформаторами.

На рис. 201 приведена практическая схема усилителя без выходного трансформатора. Выходная мощность усилителя 200 *мвт* при входном напряжении 4—4,5 *мв*. Коэффициент нелинейных искажений менее 5% в диапазоне частот 100—8000 *гц*. К. п. д. усилителя равен 55%. Усилитель питается двумя батареями для карманного фонаря. Трансформатор соби-

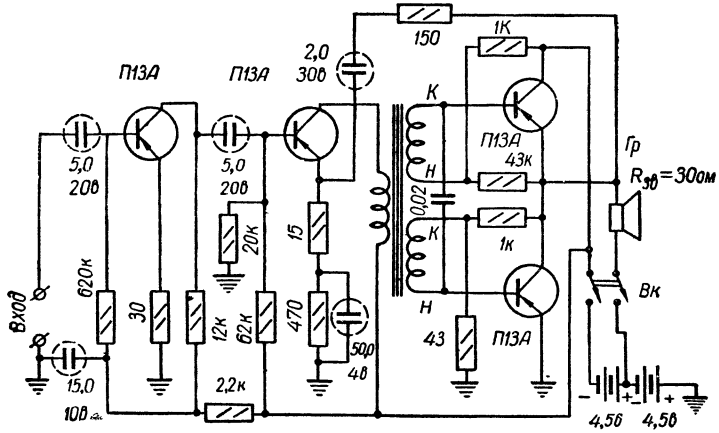


Рис. 201. Практическая схема усилителя без выходного трансформатора.

рается на сердечнике типа Ш6 × 6 из 45%-ного пермаллоя. Первичная обмотка состоит из 900 + 900 витков, а вторичная — из 400 + 400 витков (провод везде ПЭЛ 0,1). Обе половины вторичной обмотки намотаны впараллель (двойным проводом) между половинами первичной. Изоляционные прокладки в трансформаторе не применяются.

Каскады предварительного усиления выполняются главным образом по схеме с заземленным эмиттером (с отрицательной обратной связью или без нее). Схема каскада с заземленным эмиттером приведена на рис. 194.

Каскад с заземленным коллектором используется в качестве входного в усилителях, работающих от источников с большим внутренним сопротивлением (звукосниматель, конденсаторный микрофон и т. п.). Входное сопротивление такого каскада в 50—100 раз больше сопротивления нагрузки и может составлять несколько сот килоом, если последующий каскад включен по схеме с заземленным эмиттером. Схема каскада с заземленным коллектором приведена на рис. 202.

В предварительных усилителях чаще всего используются реостатно-емкостные междукаскадные связи. Трансформаторная связь применяется иногда между предоконечным и оконечным каскадами.

Выбор режима и расчет каскадов предварительного усиления. Для повышения экономичности каскадов токи эмиттера и коллектора следует выбирать порядка 0,5—1,0 *ма*. Напряжение источника E должно быть минимальным, но достаточным для получения необходимой амплитуды сигнала на выходе $U_{m\,\text{вых}}$. Ориентировочно

$$E = (2{,}2 \div 2{,}5)U_{m\,\text{вых}}.$$

Напряжение на коллекторе не должно превышать допустимой для данного триода величины (см. гл. IX).

Рабочая точка определяется в основном напряжением смещения (эмиттер — основание). При токе коллектора 0,5—1 *ма* напряжение смещения триодов, предназначенных для предварительного усиления, должно быть от +0,1 до +0,5 *в*.

Сопротивление в цепи коллектора можно определить по формуле

$$R_к = \frac{E}{I_{к0}}\ ком,$$

где $I_{к0}$ — ток коллектора в рабочей точке (в *ма*).

Остальные сопротивления рассчитываются из условий стабилизации режима (см. стр. 361).

Коэффициент усиления каскада можно определить по формулам, приведенным в табл. 123. Сопротивление нагрузки каскада

$$R_н = \frac{R_к R'_{вх}}{R_к + R'_{вх}},$$

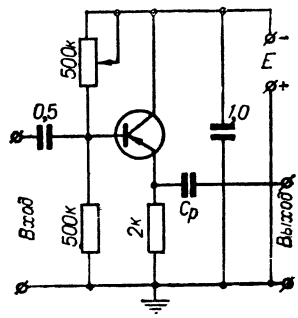


Рис. 202. Схема каскада с заземленным коллектором.

где $R'_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада, равное сопротивлению параллельного соединения входного сопротивления триода и сопротивления $R_э$ (рис. 194).

Коэффициент усиления по напряжению m-каскадного усилителя с заземленными эмиттерами может быть подсчитан по формуле

$$K_U = \frac{\alpha^m}{(1-\alpha)^{m-1}} \cdot \frac{R_н}{r_э + r_0(1-\alpha)}.$$

Емкость разделительного конденсатора

$$C_р = \frac{R_{вых} + R'_{вх}}{6{,}3 f_н R'_{вх} R_{вых} \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление предыдущего каскада;

$R'_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада;

$f_н$ — низшая частота;

$M_н$ — коэффициент частотных искажений ($M_н = 1{,}1 - 1{,}2$).

Коэффициент частотных искажений на высшей частоте $f_в$

$$M_в = \frac{R'_{вх} + R_{вых}}{R'_{вх} + R_{вых}\sqrt{1 + (2\pi f_в)^2 C^2_{вх} (R'_{вх})^2}},$$

где $C_{вх}$ — входная динамическая емкость последующего каскада.

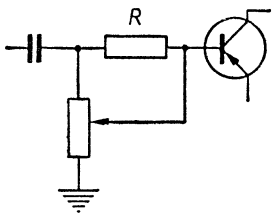


Рис. 203. Схема включения регулятора громкости в усилителе на полупроводниковых триодах.

Регулировка усиления (громкости). Непосредственное включение регулирующего делителя напряжения на входе (см. § 14) полупроводникового усилителя нежелательно, так как частотная характеристика будет зависеть от положения регулятора. Изменение частотной характеристики объясняется изменением входного сопротивления каскада, перед которым включен регулятор. На рис. 203 показана схема включения регулятора, обеспечивающая небольшое изменение входного сопротивления каскада. Сопротивление R должно быть равно входному сопротивлению триода.

§ 18. ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Качественные показатели усилителей, работающих с акустической системой объемного, а тем более псевдостереофонического звучания, должны быть достаточно высокими; выходная мощность не менее 10 *вт*, полоса воспроизводимых частот от 30—40 *гц* до 15—20 *кгц* и низкий уровень собственных шумов (—60 *дб* и ниже). Фазовая характеристика усилителя должна быть линейна в полосе воспроизводимых частот.

В высококачественных усилителях, как правило, применяется глубокая раздельная регулировка частотной характеристики в области низких и высоких частот, что позволяет выбирать форму суммарной частотной характеристики канала передачи звука с учетом акустических свойств помещения и индивидуальных вкусов слушателей. Пределы регулировки на крайних частотах должны составлять $\pm(15—20)$ *дб*.

Для снижения искажений в высококачественных усилителях широко применяется отрицательная обратная связь. Наряду с главной петлей отрицательной обратной связи, охватывающей последние каскады усилителя, часто применяются внутренние петли, охватывающие один-два каскада.

У высококачественных УНЧ должен быть значительный запас выходной мощности, чтобы обеспечить большой динамический диапазон громкостей, повысить стабильность работы при нормальной выходной мощности. Запас выходной мощности способствует осуществлению псевдостереофонического воспроизведения.

Выходные каскады высококачественных УНЧ выполняются, как правило, по двухтактной схеме на пентодах или лучевых тетродах, работающих в режиме класса $АВ_1$, реже $АВ_2$. В последнее время широко применяются ультралинейные выходные каскады (см. § 5).

Фазоинверсные каскады высококачественных УНЧ должны обеспечивать высокую степень равенства выходных напряжений в широком диапа-

зоне частот, минимальные фазовые искажения и достаточное напряжение возбуждения при коэффициенте нелинейных искажений не более десятых долей процента. Если в выходном каскаде нет отрицательной обратной связи, в качестве фазоинверсного может применяться каскад с разделенной нагрузкой, в противном случае следует применять двухламповые фазоинверсные схемы.

Универсальные усилители низкой частоты могут быть выполнены в виде одного или двух блоков — предварительного усилителя и усилителя мощности. Все органы управления вводятся в предварительный усилитель, который характеризуется гибкими частотными характеристиками, регулируемыми в широких пределах, и небольшими габаритами. Этот блок снабжается, если это необходимо, индивидуальными входными гнездами для подключения различных источников программы. Программа выбирается специальным переключателем. Для некоторых источников программы могут предусматриваться корректирующие каскады.

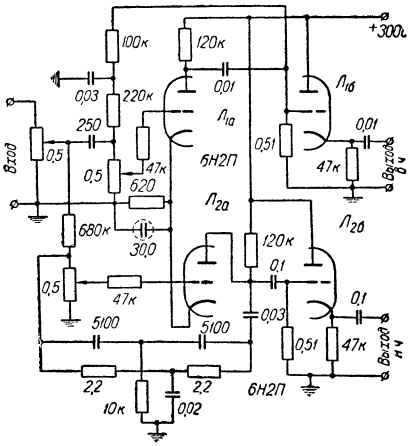


Рис. 204. Схема конвертора для получения стереофонического звучания

Корректирующие схемы на входе усилителя позволяют:

1) привести средний уровень сигнала каждого источника программы к некоторому постоянному значению; 2) компенсировать частотные искажения предшествующей части канала данной программы и 3) ослабить специфические помехи, возникающие в канале передачи данной программы.

Уровень напряжения, к которому приводится средний уровень выходного сигнала каждого источника программы и на котором переключаются программы, обычно составляет 0,2—0,5 *в*.

Для источников программы, у которых напряжение выходного сигнала превышает уровень приведения (радиоприемник, телевизор), в корректирующую схему включается делитель напряжения сигнала, а для источников, создающих сигнал меньшей величины (воспроизводящая головка магнитофона, микрофон), применяются дополнительные усилители.

Блок усилителя мощности обычно состоит из усилителя напряжения, фазоинверсного каскада и оконечного каскада. Частотные характеристики такого блока не регулируются.

Практические схемы высококачественных усилителей. Схема конвертора (преобразователя) для получения стереофонического звучания приведена на рис. 204. Этот конвертор может быть включен между любым источником звуковой программы и оконечным усилителем. Цепочки, включенные в цепи обратной связи, разделяют полосы усиливаемых частот на два канала и создают необходимый временной сдвиг между напряжениями на выходе НЧ и ВЧ каналов. К выходам конвертора присоединяются два

мощных усилителя, каждый из которых усиливает соответствующую полосу частот.

На выходах включены катодные повторители, поэтому оконечные усилители могут располагаться на значительном расстоянии от конвертора. Если такой необходимости нет, то катодные повторители могут быть исключены.

На рис. 205 приведена схема УНЧ, в котором используется ультралинейный выходной каскад и фазоинверсный каскад по схеме рис. 176. Усилитель охвачен положительной и отрицательной обратными связями. Применение комбинированной обратной связи позволяет значительно улучшить качество звучания, так как ослабляются резонансные свойства громкоговорителя и улучшается частотная характеристика.

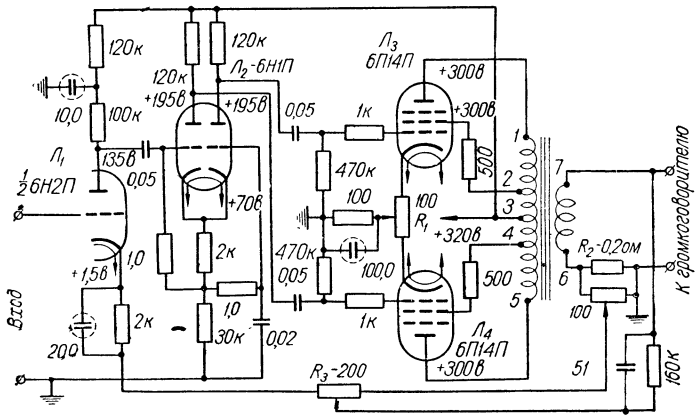


Рис. 205. Схема высококачественного усилителя с ультралинейным оконечным каскадом.

Отрицательная обратная связь подается со вторичной обмотки выходного трансформатора, а положительная обратная связь с сопротивления, включенного последовательно с звуковой катушкой громкоговорителя. Элементы обратной связи подобраны так, что отрицательная обратная связь более глубока, чем положительная.

Глубина обратной связи регулируется сдвоенным переменным сопротивлением. При увеличении положительной обратной связи (движок сопротивления перемещают справа налево по схеме) отрицательная обратная связь также должна увеличиваться—движок сопротивления должен двигаться также справа налево.

Выходной трансформатор собран из пластин Ш25, толщина набора 40 *мм*. Первичная обмотка располагается в двух секциях: в одной секции части обмотки *1—2* и *2—3*, в другой — части обмотки *3—4* и *4—5*. Части обмотки *1—2* и *4—5* состоят из 900 витков, а *2—3* и *3—4* —из 600 витков провода ПЭЛ 0,18. Вторичная обмотка располагается поверх двух секций первичной и состоит из 82 витков провода ПЭЛ 0,86 (для сопротивления звуковой катушки громкоговорителя 6 *ом*).

При наладке усилителя следует сбалансировать плечи выходного каскада потенциометром R_1 при отсутствии обратной связи, проверить правильность включения концов вторичной обмотки выходного трансформатора и подобрать глубину обратной связи. При максимальной положительной

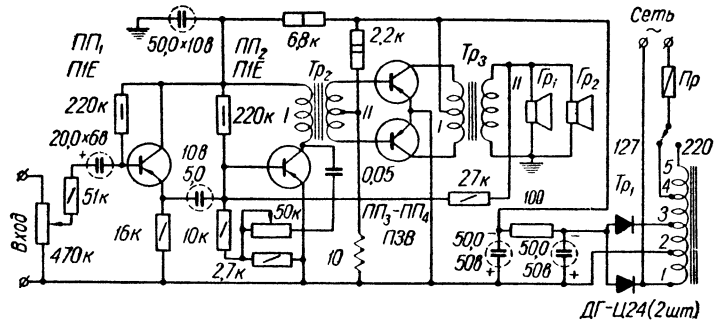


Рис. 206. Схема высококачественного усилителя на полупроводниковых триодах.

обратной связи и выключенной отрицательной обратной связи усилитель должен работать в режиме, близком к самовозбуждению, но не возбуждаться.

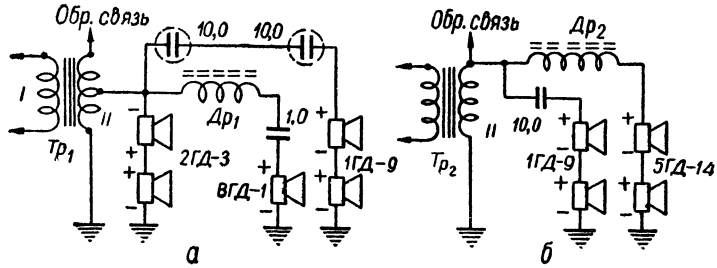


Рис. 207. Схемы включения громкоговорителей в телевизорах:
а — «Рубин 201 и 202»; *б* — «Алмаз 101 и 102». Знаками «+» и «—» показана фазировка громкоговорителей.

Практическая схема УНЧ на полупроводниковых триодах для высококачественного воспроизведения грамзаписи представлена на рис. 206. Номинальная выходная мощность усилителя при подаче на вход сигнала от электромагнитного звукоснимателя — 2 *вт*. Полоса пропускания — 100—13 000 *гц* при неравномерности частотной характеристики не более 9 *дб*. Потребляемая от сети мощность — 12 *вт*.

Тембр регулируется переменным сопротивлением 50 *ком*. Для улучшения качественных показателей усилителя применена отрицательная обратная связь.

Силовой автотрансформатор $Тр_1$ выполнен на сердечнике Ш12 × 24. Секции обмотки *1—2* и *2—3* состоят из 540 витков, секция *3—4* из 570 витков провода ПЭВ-20,25, а секция *4—5* содержит 1210 витков провода ПЭВ-2 0,15. Трансформатор $Тр_2$ выполнен на сердечнике типа Ш9 × 16. Обмотка *I* состоит из 1650 витков, а обмотка *II* — из 165 + 165 витков провода ПЭВ-2 0,1. Сердечник выходного трансформатора $Тр_3$ набран из пластин Ш9, его толщина 24 *мм*. Обмотка *I* содержит 500 + 500 витков провода ПЭВ-2 0,15, обмотка *II* — 140 витков провода ПЭВ-20,47.

На рис. 207 приведены схемы разделения частотных полос на выходе оконечного каскада высококачественного усилителя. В схеме рис. 207,*а* низкочастотные громкоговорители подключены непосредственно ко вторичной обмотке выходного трансформатора, громкоговорители для средних частот — через конденсаторы большой емкости, высокочастотные громкоговорители — через фильтр, состоящий из дросселя и конденсатора. Дроссель $Др_1$ намотан на сердечнике из оксифера-600 диаметром 10 *мм* и длиной 30 *мм* и содержит 40 витков провода ПЭЛ 0,41.

В схеме рис. 207,*б* низкочастотная группа громкоговорителей включена через дроссель $Др_2$, а высокочастотная — через конденсатор. Дроссель выполнен на таком же сердечнике, как и $Др_1$, и содержит 150 витков провода ПЭЛ 0,93.

ГЛАВА XI

ВЕЩАТЕЛЬНЫЕ РАДИОПРИЕМНИКИ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Чувствительность вещательных радиоприемников определяется как величина э. д. с. сигнала в антенне, при которой на выходе получается нормальная выходная мощность (0,1 номинальной мощности) при 30%-ной модуляции сигнала частотой 400 *гц*. При этом уровень сигнала должен превышать уровень собственных шумов на выходе не менее чем на 20 *дб*.

Избирательность характеризует способность выделить полезный сигнал из всех сигналов, принимаемых антенной. Избирательность оценивается как ослабление посторонних сигналов по отношению к сигналу, на частоту которого настроен радиоприемник. В первом приближении избирательность можно оценить по резонансной характеристике радиоприемника (рис. 208).

Резонансной характеристикой называется зависимость коэффициента усиления от частоты при неизменной настройке приемника и постоянной мощности на выходе. На рис. 208 величина d представляет собой отношение коэффициента усиления на частоте настройки радиоприемника к коэффициенту усиления на частоте, отличающейся от резонансной на величину Δf.

Диапазон частот или длин волн определяется значениями крайних частот сигналов, принимаемых радиоприемником.

Качество воспроизведения сигнала зависит от степени искажений: чем меньше искажения, тем оно выше.

Частотные искажения обычно определяются по частотной характеристике (кривой верности), представляющей зависимость выходного напряжения от частоты модуляции э. д. с. в антенне при условии, что величина этой э. д. с., ее несущая частота и коэффициент модуляции остаются постоянными.

Для более полной оценки частотных искажений пользуются частотной характеристикой по звуковому давлению, т. е. зависимостью звукового давления, создаваемого громкоговорителем, от частоты модуляции э. д. с. в антенне.

Нелинейные искажения, вызываемые нелинейностью характеристик ламп и других элементов, влияют на качество воспроизведения, так как вызывают появление новых частот, отсутствующих в передаваемой программе. О величине нелинейных искажений судят по величине коэффициента нелинейных искажений (см. § 1, гл. X).

Требования, предъявляемые к вещательным радиоприемникам, приведены в табл. 124.

Таблица 124

Основные характеристики вещательных ламповых радиоприемников

Характеристика	Класс приемника						
	сетевого				батарейного		
	1	2	3	4	2	3	4
Источники питания	Сеть переменного тока				Батареи или любой автономный источник		
Потребляемая мощность при номинальных напряжениях источников питания, не более (в *вт*)	Определяется числом и типом ламп				1,9	1,3	0,8
Диапазоны принимаемых частот:							
длинные волны 150—415 *кгц*	*	++	++	++	++	++	++
средние » 520—1600 »	*	++	++	++	++	++	++
короткие » 3,95—12,1 *Мгц*	*	++	+	—	++	+	—
ультракороткие волны 64,5—73,0 *Мгц*	++	++	+	—	—	—	—
Растянутые или полурастянутые поддиапазоны	*	+	—	—	+	—	—
Промежуточная частота:							
для диапазонов длинных, средних и коротких волн (в *кгц*)	465±4	465±4	465±4 110—115	465±4 110—115	465±4	465±4 110—115	465±4 110—115
для диапазонов ультракоротких волн (в *Мгц*)	8,4±0,1	8,4±0,1	8,4±0,1	—	—	—	—
Чувствительность, не менее:							
на длинных и средних волнах (в *мкв*)	50	200	300	*	200	400	*
» коротких волнах (в *мкв*)	50	200	300	—	300	**	—
» ультракоротких волнах (в *мкв*)	10	20	20	—	—	—	—
» фиксированных настройках (если они есть) (в *мкв*)	200	300	*	*	*	*	*

с внутренней магнитной антенной на длинных и средних волнах (в *мв*) .	5	10	—	—	—	—	—
Избирательность:							
ослабление приема при расстройке на ±10 *кгц* в диапазонах длинных, средних и коротких волн, не менее (в *дб*)	56	30	26	*	26	20	*
ослабление приема при расстройке на ±250 *кгц* в диапазоне ультракоротких волн, не менее (в *дб*) . .	34	26	26	—	—	—	—
Ослабление приема по зеркальному каналу, не менее:							
на длинных волнах (в *дб*)	60	36	26	**	36	26	**
» средних » » »	46	26	20	**	30	20	**
» коротких » » »	26	14	*	—	12	*	—
» ультракоротких волнах (в *дб*) . .	26	20	20	—	—	—	—
Ослабление приема сигнала с частотой, равной промежуточной, не менее (в *дб*)	40	34	20	**	34	20	**
Ослабление паразитной амплитудной модуляции в диапазоне ультракоротких волн, не менее (в *дб*)	20	10	10	—	—	—	—
Уход частоты гетеродина от самопрогрева за 10 мин. через 5 мин. после включения приемника, не более:							
на частотах от 15 *Мгц* и выше (в *кгц*)	4	—	—	—	—	—	—
» » » 9 до 15 *Мгц* » »	3	6	12	—	3	**	—
» » » 6 » 9 » » »	2	4	8	—	2	**	—

Продолжение табл. 124

Характеристика	Класс приемника						
	сетевого				батарейного		
	1	2	3	4	2	3	4
Действие автоматической регулировки усиления:							
изменение напряжения на входе приемника (в *дб*)	60	26	26	**	26	26	**
соответствующее изменение напряжения на выходе, не более (в *дб*) .	10	12	12	**	8	10	**
Номинальная выходная мощность, не менее (в *ва*)	4	1,5	*	*	0,15	*	*
Среднее звуковое давление при номинальной мощности на расстоянии 1 *м* (в *бар*)	20	10	4,5	3,5	3	3	2,5
Коэффициент нелинейных искажений всего тракта приемника по звуковому давлению при номинальной выходной мощности и глубине модуляции 30%, не более:							
на частотах до 100 *гц* (в проц.) . . .	12	**	—	—	—	—	—
» » от 100 до 200 *гц* (в проц.)	7	10	**	—	10	**	**
» » » 200 » 400 *гц* (в проц.)	7	7	12	12	7	12	*
» » выше 400 *гц* (в проц.)	5	7	10	10	7	10	*

Чувствительность с гнезд звукоснимателя при номинальной мощности, не хуже (в *в*)	0,2	0,25	0,25	—	0,25	—	—
Ручная регулировка громкости в пределах, не менее (в *дб*)	60	50	40	*	40	40	*
Регулировка тембра:							
изменение уровня низких звуковых частот, не менее (в *дб*)	+8 ÷ —7	±6	—	—	±3	—	—
изменение уровня высоких звуковых частот, не менее (в *дб*)	+8 ÷ —7	—6	—	—	—6	—	—
Уровень фона приемника при максимальном усилении по отношению к номинальной мощности, не более (в *дб*) .	—46	—36	—32	*	—	—	—
Индикатор включения:							
электрический	++	++	++	++	+	+	+
механический	—	—	—	—	++	++	++
Индикатор настройки	++	++	+	—	—	—	—
Возможность включения внешнего громкоговорителя	++	++	+	—	++	+	—
Возможность включения громкоговорителя в трансляционную сеть	+	+	+	+	++	++	++
Переменная полоса пропускания по промежуточной частоте	++	+	—	—	+	—	—
Число ламп, не более	Не ограничено	7	5	4	7	5	4

Обозначения: + обозначает, что диапазон или устройство в приемнике не обязательны.
++ обозначает, что диапазон или устройство в приемнике обязательны.
* обозначает, что параметр оговаривается в технических условиях на приемник данного типа.
** обозначает, что параметр не нормируется.

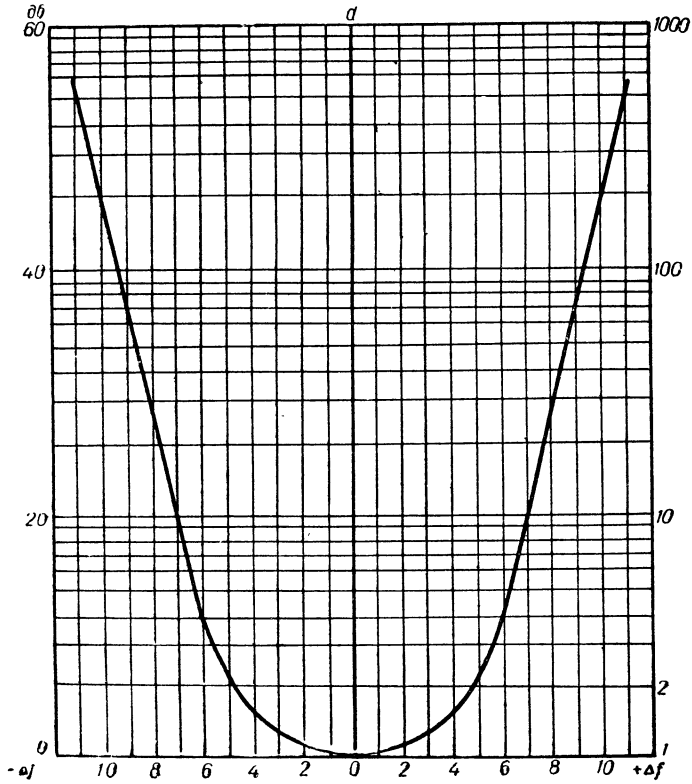


Рис. 208. Примерная резонансная характеристика радиоприемника.

§ 2. СКЕЛЕТНЫЕ СХЕМЫ РАДИОПРИЕМНИКОВ

Радиоприемник прямого усиления. Его скелетная схема показана на рис. 209. Входное устройство повышает отношение сигнал/помеха, вследствие чего уменьшаются нелинейные искажения при усилении. Кроме того, входное устройство увеличивает общее усиление приемника и его чувствительность. Усилитель высокой частоты (УВЧ) усиливает сигналы до величины, при которой возможно детектирование без искажений.

Рис. 209. Скелетная схема радиоприемника прямого усиления.

Детектор преобразует модулированные колебания в колебания звуковой частоты. Усиление после детектора связано с необходимостью подводить к громкоговорителю или другому оконечному прибору сравнительно большие мощности.

Недостатками приемника прямого усиления являются: 1) низкая избирательность; 2) плохая форма резонансной характеристики; 3) низкая чувствительность и др.

Радиоприемники супергетеродинного типа, или супергетеродины, характеризуются высокими качественными показателями.

Недостаток супергетеродина — дополнительный (мешающий) зеркальный канал приема, отстоящий от основного на удвоенную промежуточную частоту.

Скелетная схема супергетеродинного радиоприемника приведена на рис. 210.

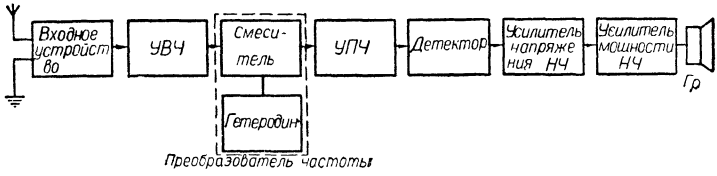


Рис. 210. Скелетная схема супергетеродинного радиоприемника.

Входное устройство и усилитель высокой частоты (УВЧ) ослабляют сигналы мешающих станций. Это уменьшает искажения при преобразовании частоты и усилении промежуточной частоты. УВЧ может отсутствовать. О преимуществах усиления до преобразования см. в § 6 этой главы.

Преобразователь превращает модулированные колебания частоты сигнала в модулированные колебания промежуточной частоты без изменения формы огибающей модулированного колебания. Основная избирательность и усиление производятся в УПЧ на постоянной для данного приемника частоте.

Общее усиление до детектора должно быть таким, чтобы напряжение промежуточной частоты, подведенное к детектору, было не менее 1—2 *в*. При бо́льшем усилении улучшается работа системы автоматической регулировки усиления (см. § 15 этой главы).

§ 3. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО РАДИОПРИЕМНИКА

Выбор промежуточной частоты. При выборе промежуточной частоты нужно руководствоваться следующими соображениями.

Промежуточная частота не должна быть в диапазоне принимаемых частот. Если промежуточная частота слишком высокая, то избирательность УПЧ (при заданных полосе и числе контуров) будет мала. Кроме того, максимальное устойчивое усиление каждого каскада УПЧ будет низким. Если же промежуточная частота низка, то будет малым ослабление приема по зеркальному каналу.

Согласно ГОСТ 5651—51 для вещательных радиоприемников всех классов установлена промежуточная частота 465 ± 4 *кгц*; для приемников 3-го и 4-го классов — также 110 — 115 *кгц*.

Промежуточную частоту 110—115 *кгц* целесообразно применять в радиоприемниках длинных и средних волн. Для всеволновых радиоприемников следует выбирать промежуточную частоту 465 *кгц*, для радиоприемников частотномодулированных сигналов на УКВ и для ЧМ канала комбинированных АМ/ЧМ радиоприемников выбираются более высокие промежуточные частоты (см. табл. 124).

Выбор числа контуров в высокочастотной части. Так как контуры высокочастотной части перестраиваются, то увеличение их числа сильно усложняет радиоприемник (увеличивается число секций блока переменных конденсаторов). Обычно применяется не более двух контуров.

Число контуров рассчитывается в следующем порядке.

Принимают число контуров равным единице и по обобщенной резонансной кривой находят необходимую добротность контура $Q_э$ для наименьшей частоты каждого поддиапазона (см. § 4, гл. II) из условия, чтобы ослабление сигнала в пределах расстроек, равных половине полосы пропускания, было на ДВ не более 2, а на СВ — не более 1,4. Для поддиапазонов КВ можно принять $Q_э = 100$.

Подсчитывается величина ослабления приема по зеркальному каналу на максимальной частоте $f_{макс}$ каждого диапазона:

$$d_{зерк} = \left(\frac{f_{макс} + 2f_{пр}}{f_{макс}} - \frac{f_{макс}}{f_{макс} + 2f_{пр}} \right) \cdot Q_э,$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота.

Если полученное значение ослабления меньше заданного, то следует увеличить число контуров до двух. При этом в поддиапазонах КВ целесообразно применять резонансный УВЧ, а в поддиапазонах ДВ и СВ — полосовой фильтр во входном устройстве и апериодический УВЧ.

Выбор числа контуров промежуточной частоты. В каскадах промежуточной частоты в большинстве случаев применяются двухконтурные полосовые фильтры. Расчет фильтров приведен в § 10. Если применяются оди-

ночные контуры, то расчет производится аналогичным путем. Величина x_1 находится по графику (рис. 25), а величина $d_{изб}$ — по графику рис. 231 (пунктирная кривая).

Выбор ламп. Выбор серии ламп определяется в основном источниками питания и желательными габаритами приемника. Для приемников с батарейным питанием следует выбирать лампы прямого накала. В малогабаритных конструкциях следует применять миниатюрные (пальчиковые) и сверхминиатюрные лампы.

Расчет усиления. Предварительно выбирают тип детектора (см. § 11). Для нормальной работы диодного детектора требуется напряжение не менее 1—2 *в*, для сеточного детектора — примерно 0,2—0,5 *в*. В приемниках с автоматической регулировкой усиления (АРУ) следует применять диодный детектор. При более высоких напряжениях на входе диодного детектора лучше работает система АРУ и уменьшаются искажения при детектировании сигналов с глубокой модуляцией.

Общее усиление до детектора:

$$K_{общ} = \frac{U_{вх.дет}}{U_{чувств}} \cdot 10^6,$$

где $U_{вх.дет}$ — необходимое напряжение на входе детектора (в *в*);

$U_{чувств}$ — напряжение чувствительности приемника (в *мкв*).

Число каскадов УПЧ на единицу меньше числа полосовых фильтров или одиночных контуров, настроенных на промежуточную частоту, так как один фильтр или контур включен в анодную цепь смесителя. Максимальное устойчивое усиление каскада УПЧ с полосовым фильтром можно определить по формуле

$$K_{УПЧ} = 200 \frac{\eta}{1 + \eta^2} \sqrt{\frac{S}{f_{пр} C_{а.с}}},$$

а каскада УПЧ с одиночным контуром — по формуле

$$K_{УПЧ} = 200 \sqrt{\frac{S}{f_{пр} C_{а.с}}},$$

где S — крутизна лампы (в *ма/в*); $f_{пр}$ — промежуточная частота (в *кгц*); $C_{а.с}$ — емкость анод — управляющая сетка (в *пф*); η — степень связи между контурами фильтра (см. § 10).

Коэффициент усиления преобразователя

$$K_{пр} = K_{УПЧ} \frac{S_{пр}}{S},$$

где $S_{пр}$ — крутизна преобразования выбранной смесительной лампы.

Коэффициент усиления высокочастотной части приемника (входного устройства и УВЧ)

$$K_{УВЧ} = \frac{K_{общ}}{K_{пр} K_{УПЧ}^{n-1}},$$

где n — число фильтров или контуров промежуточной частоты.

Тип выходной лампы и ее режим выбирается в зависимости от заданной выходной мощности (табл. 116 и 117). В таблицах указана необходимая амплитуда напряжения на управляющей сетке U_{mc}. Общее усиление от входа звукоснимателя до сетки выходной лампы

$$K_{\text{унч}} = \frac{U_{mc}}{U_{\text{зв}}},$$

где $U_{\text{зв}}$ — чувствительность с гнезд звукоснимателя (табл. 124).

Далее расчет усилителя низкой частоты производится в соответствии с гл. X.

§ 4. ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

Входным устройством приемника называются цепи, связывающие вход приемника с управляющей сеткой первой лампы.

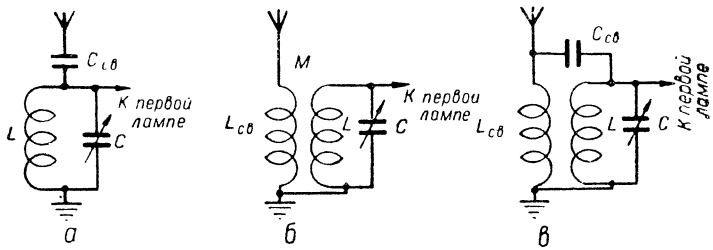


Рис. 211. Схемы одноконтурных входных устройств.

Связь с антенной может быть емкостной, индуктивной или комбинированной. В приемниках, работающих с постоянной антенной (например, в автомобильных), антенна может подключаться непосредственно ко входному контуру.

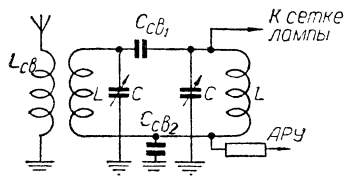


Рис. 212. Схема входного устройства с полосовым фильтром.

Входное устройство с емкостной связью (рис. 211,*а*) проще других, но отличается большой неравномерностью передачи напряжения по диапазону. Находит применение на растянутых поддиапазонах.

Входное устройство с индуктивной связью (рис. 211,*б*) при правильном выборе индуктивности $L_{\text{св}}$ обеспечивает почти постоянную передачу напряжения в диапазоне частот и находит самое широкое применение.

При комбинированной индуктивно-емкостной связи (рис. 211,*в*) можно добиться еще большего постоянства передачи напряжения.

Входное устройство с полосовым фильтром обеспечивает более выгодную форму резонансной характеристики и применяется в высококачественных приемниках. Связь между контурами фильтра может быть емкост-

ной, индуктивной и комбинированной. Хорошие результаты дает полосовой фильтр с внешней и внутренней емкостной связью (рис. 212). Входное устройство с таким фильтром имеет почти постоянную полосу пропускания во всем диапазоне и обеспечивает высокую избирательность.

Расчет

Контур. 1. Коэффициент перекрытия диапазона

$$k_д = \frac{f_{макс}}{f_{мин}},$$

где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — максимальная и минимальная частоты диапазона (в *Мгц*).

2. Индуктивность контура (в *мкгн*)

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (k_д^2 - 1)}{(C_{макс} - C_{мин}) \cdot f_{макс}^2},$$

где $C_{макс}$ и $C_{мин}$ — максимальная и минимальная емкости конденсатора настройки (в *пф*).

3. Дополнительная емкость в контуре

$$C_{доп} = \frac{C_{макс} - k_д^2 C_{мин}}{k_д^2 - 1}.$$

4. Емкость схемы

$$C_{сх} = C_L + C_м + C_{вх},$$

где C_L — собственная емкость катушки, $C_м$ — емкость монтажа (5—20 *пф*), $C_{вх}$ — входная емкость лампы.

5. Емкость подстроечного конденсатора

$$C_{тр} = C_{доп} - C_{сх}.$$

Если величина $C_{тр}$ получается отрицательной или меньше 5 *пф*, то следует выбрать конденсатор настройки с большей емкостью либо уменьшить величину $k_д$.

Расчет контуров для растянутых диапазонов приведен в § 5, гл. XI.

6. Необходимая добротность контуров на коротких волнах

$$Q = \frac{f_{макс} \cdot d_{зерк}}{4 f_{пр}},$$

где $f_{макс}$ — максимальная частота диапазона; $f_{пр}$ — промежуточная частота; $d_{зерк}$ — заданное ослабление приема по зеркальному каналу. Величины d должны быть переведены из децибел в отношения.

Если найденное значение Q превышает величину 100, то следует применить резонансный УВЧ.

На длинных и средних волнах добротность контура определяется заданной полосой пропускания ΔF

$$Q = \frac{f_{мин}\sqrt{d_{пол}^2 - 1}}{\Delta F},$$

где $f_{мин}$ — минимальная частота диапазона; $d_{пол}$ — ослабление сигнала на краях полосы пропускания (на средних волнах $d_{пол} \leqslant 1{,}15 \div 1{,}2$, на длинных — 1,5÷1,7).

7. Проверка ослабления приема по зеркальному каналу производится по формуле

$$d_{зерк} = \left(\frac{f_{макс} + 2f_{пр}}{f_{макс}} - \frac{f_{макс}}{f_{макс} + 2f_{пр}}\right) \cdot Q.$$

Если полученное значение ослабления меньше заданного, то следует применить полосовой фильтр.

Полосовой фильтр. 1. Для $f_{мин}$ выбирается фактор связи между контурами фильтра $\eta_н$ (порядка 1,1÷1,5) и по известному ослаблению сигнала на краях полосы пропускания (обычно $d_{пол} = 1{,}2$) из графика рис. 230 находится коэффициент $x_{1н}$.

2. Добротность контуров

$$Q = \frac{x_{1н} f_{мин}}{\Delta F},$$

где ΔF — полоса пропускания фильтра.

3. Значение коэффициента $x_{1в}$ для $f_{макс}$

$$x_{1в} = \frac{\Delta F Q}{f_{макс}}.$$

По графикам (рис. 230) находим $\eta_в$ для $f_{макс}$ при прежнем значении $d_{пол}$.

5. Находим значение x_2 по формуле

$$x_2 = \left(\frac{f_{макс} + 2f_{пр}}{f_{макс}} - \frac{f_{макс}}{f_{макс} + 2f_{пр}}\right) \cdot Q$$

и по обобщенным кривым для полосового фильтра (рис. 231) определяем ослабление приема по зеркальному каналу.

6. Емкости связи находятся по формулам:

$$C_{св_1} = \frac{C_{мин} + C_{доп}}{Q} \eta_н B_1;$$

$$C_{св_2} = \frac{C_{мин} + C_{доп}}{\eta_н} Q B_2.$$

Значения $C_{мин}$ и $C_{доп}$ берутся из расчета контуров, коэффициенты B_1 и B_2 находятся по графикам рис. 213, где $k_д$ — коэффициент перекрытия диапазона.

Величина $C_{св}$, очень критична и требует экспериментальной подгонки.

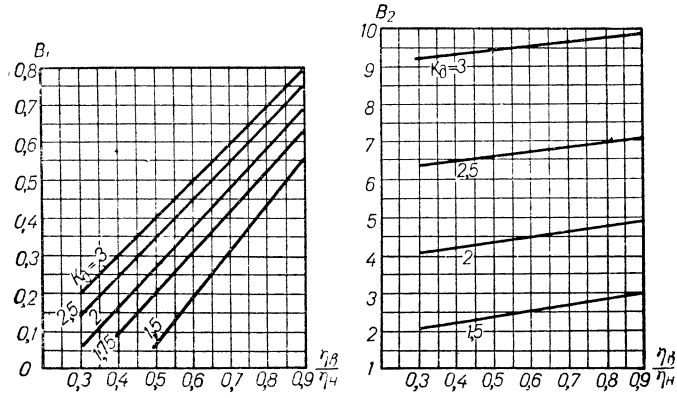


Рис. 213. Графики для расчета диапазонного полосового фильтра.

Индуктивная связь с антенной. 1. На длинных и средних волнах индуктивность катушки связи (в *мкгн*)

$$L_{св} = \frac{350}{f^2_{мин}},$$

на коротких волнах

$$L_{св} = \frac{16 \div 100}{f_{мин}},$$

где $f_{мин}$ — в *Мгц*.

2. Коэффициент связи на длинных и средних волнах должен быть не больше значений, полученных из выражений:

$$k'_{св} = 1{,}5\sqrt{\frac{1}{Q}}; \quad k_{св} = \sqrt{\frac{4k_д^2 - 1}{Q(2k_д^2 - 1)}},$$

где $k_д$ — коэффициент перекрытия диапазона, Q — добротность контура.

На коротких волнах

$$k_{св} \leqslant \frac{0{,}3}{\sqrt{Q}}.$$

3. Взаимоиндуктивность между катушками связи и контура

$$M = k_{св}\sqrt{LL_{св}}.$$

4. Коэффициент передачи напряжения входного устройства на частоте f_0 на длинных и средних волнах

$$K_0 = \frac{k_{св}Q}{1 - 0{,}3\left(\frac{f_{мин}}{f_0}\right)^2} \cdot \sqrt{\frac{L}{L_{св}}},$$

на коротких волнах

$$K_0 = (1 \div 3) \cdot 10^{-2} Q f_{мин} M,$$

где M — взаимоиндуктивность между катушками (в *мкгн*).

Для входного устройства с полосовым фильтром коэффициент передачи на концах диапазона

$$K_{0н} = 1{,}4 k_{св}Q \sqrt{\frac{L}{L_{св}}} \cdot \frac{\eta_н}{1 + \eta_н^2},$$

$$K_{0в} = \frac{k_{св}Q}{1 - \frac{0{,}3}{k_д^2}} \sqrt{\frac{L}{L_{св}}} \cdot \frac{\eta_в}{1 + \eta_в^2}.$$

§ 5. РАСТЯНУТЫЕ ПОДДИАПАЗОНЫ

Преимущества растянутой настройки: 1) плавность настройки на принимаемый сигнал; 2) облегчение сопряжения настройки гетеродина и контуров высокой частоты; 3) отсутствие зеркальной настройки (зеркальная помеха не устраняется); 4) конденсаторы настройки могут быть и не прямочастотными.

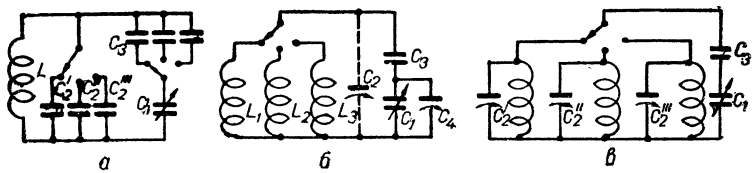


Рис. 214. Схемы контуров для растянутых диапазонов.

Недостатки растянутой настройки. 1) усложнение схемы контуров гетеродина и контуров высокой частоты; 2) необходимость повышения стабильности частоты гетеродина; 3) трудность градуировки с достаточной точностью шкал диапазонов в частотах.

Схема с общей катушкой (рис. 214,*а*) пригодна при небольшом числе растянутых поддиапазонов (не более двух-трех).

Емкости C_2 и C_3 состоят из параллельно включенных постоянных и подстроечных конденсаторов. Такая схема растяжки усложняет коммутацию, так как требует двух переключателей, а во всеволновом приемнике еще и переключатель катушек длинных, средних и коротких волн. В любительских условиях такая схема упрощает начальную наладку приемника.

Схема с отдельными катушками для каждого поддиапазона (рис. 214,*б* и *в*) является более совершенной, чем схема на рис. 214,*а*. Она позволяет упростить коммутацию и получить лучшие результаты по чувствительности. Недостаток этой схемы — необходимость плавного изменения индуктивности каждой катушки при наладке.

Схема, приведенная на рис. 214,*в*, отличается от схемы на рис. 214,*б* наличием у каждой катушки подстроечных конденсаторов, что дает возможность точной растяжки каждого диапазона на всю шкалу, чего не обеспечивает схема на рис. 214,*б*. Недостатком схемы, приведенной на рис. 214,*в*. является большее число деталей.

Расчет схемы (рис. 214,*в*). 1. Принимают величину минимальной емкости контура $C_{мин} = 40 \div 50$ *пф*.

2. Определяют индуктивность для наивысшей частоты $f_{макс}$ наиболее высокочастотного поддиапазона (в *мкгн*)

$$L = \frac{25\,330}{f^2_{макс} C_{мин}},$$

где $f_{макс}$ — в *Мгц*, $C_{мин}$ — в *пф*.

3. Находят максимальную емкость для низшей частоты $f_{мин}$ того же поддиапазона (в *пф*)

$$C_{макс} = \frac{25\,330}{f^2_{мин} L},$$

где $f_{мин}$ = в *Мгц*; L — в *мкгн*.

4. Разность емкостей $\Delta C = C_{макс} - C_{мин}$ сохраняют постоянной для всех поддиапазонов; переключают только катушки и их подстроечные конденсаторы, определяющие минимальную емкость контура.

5. Индуктивности катушек последующих поддиапазонов (в *мкгн*) находят по формуле

$$L = \frac{25\,330}{\Delta C}\left(\frac{1}{f^2_{мин}} - \frac{1}{f^2_{макс}}\right),$$

где $f_{мин}$ и $f_{макс}$ — крайние частоты соответствующего поддиапазона (в *Мгц*), ΔC — в *пф*.

6. Определяют емкость конденсатора.

$$C_3 = \frac{\Delta C\,(C + 2C_0) + \sqrt{[\Delta C\,(C + 2C_0)]^2 + 4\,(C - \Delta C)\,(C + C_0)\,C_0 \Delta C}}{2\,(C - \Delta C)},$$

где C_0 — минимальная емкость переменного конденсатора;

C — разность между максимальной и минимальной емкостями переменного конденсатора.

7. Определяют максимальную емкость подстроечных конденсаторов

$$C_2 = C_{мин} - \frac{C_0 C_3}{C_0 + C_3}.$$

Пример. Поддиапазоны: 1) 11,5 ÷ 12,0 *Мгц*; 2) 15,0 ÷ 15,4 *Мгц*; 3) 17,6 ÷ 18,0 *Мгц*; $C_1 = 11 \div 490$ *пф*.

Принимаем $C_{мин} = 50$ *пф* и находим индуктивность контура для третьего поддиапазона:

$$L_3 = \frac{25\,330}{18^2 \cdot 50} = 1{,}56 \text{ мкгн}; \quad C_{макс} = \frac{25\,330}{1{,}76^2 \cdot 1{,}56} = 52{,}5 \text{ пф};$$

$$\Delta C = 52{,}5 - 50 = 2{,}5 \text{ пф}.$$

Индуктивности контуров для второго и первого поддиапазонов:

$$L_2 = \frac{25\,330}{2{,}5}\left(\frac{1}{15{,}0^2} - \frac{1}{15{,}4^2}\right) = 2{,}2 \text{ мкгн};$$

$$L_1 = \frac{25\,330}{2{,}5}\left(\frac{1}{11{,}5^2} - \frac{1}{12{,}0^2}\right) = 6{,}4 \text{ мкгн};$$

$$C_3 = \frac{2{,}5(479+2\cdot 11)+\sqrt{[2{,}5(479+2\cdot 11)]^2+4(479-2{,}5)(479+11)\cdot 11\cdot 2{,}5}}{2(479-2{,}5)} =$$

$$= 5{,}3 \text{ пф};$$

$$C_2 = 50 - \frac{11 \cdot 5{,}3}{11 + 5{,}3} = 46{,}4 \text{ пф}.$$

Выбираем конденсаторы КПК-2 емкостью 6—60 *пф*.

Расчет схемы (рис. 214,*б*). 1. Задаются минимальной емкостью контура $C_{мин} = 40 \div 50$ *пф*.

2. Определяют индуктивность для самого низкочастотного диапазона (в *мкгн*)

$$L_1 = \frac{25\,330}{f^2_{макс} C_{мин}},$$

где $f_{макс}$ — в *Мгц*; $C_{мин}$ — в *пф*.

3. Находят необходимое для перекрытия данного диапазона изменение емкости (в *пф*)

$$\Delta C = \frac{25\,330}{L_1}\left(\frac{1}{f^2_{мин}} - \frac{1}{f^2_{макс}}\right),$$

где L_1 — в *мкгн*; $f_{мин}$ и $f_{макс}$ — в *Мгц*.

4. Определяют индуктивность для следующего диапазона (в *мкгн*)

$$L_2 = \frac{25\,330}{f^2_{макс} C_{мин}},$$

где $f_{макс}$ — в *Мгц*, $C_{мин}$ — в *пф*, и проверяют нижнюю границу диапазона (в *Мгц*)

$$f_{мин} = \frac{159}{\sqrt{L_2 (C_{мин} + \Delta C)}}.$$

Если полученная частота $f_{мин}$ окажется выше заданной для данного диапазона, то величину ΔC придется несколько увеличить.

Аналогичным образом определяются индуктивности последующих диапазонов.

5. Параллельный подстроечный конденсатор можно подключать либо параллельно катушкам (C_2), либо параллельно переменному конденсатору (C_4). В первом случае емкости конденсаторов C_2 и C_3 определяются так же, как для схемы (рис. 214,*в*).

Во втором случае сначала определяется величина

$$C_4 = \frac{C}{2}\left(\sqrt{1 + \frac{4k_1k_2}{C(k_1 + k_2)}} - 1\right) - C_0,$$

где $k_1 = C_{макс} - C_2$; $k_2 = C_{мин} - C_2$; $C_{макс} = C_{мин} + \Delta C$.

Обозначение других величин приведено в расчете схемы (рис. 214,*в*). Величиной C_2 задаются порядка 15 ÷ 20 *пф*. Величина конденсатора C_3 находится по формуле

$$C_3 = \frac{k_2(C_4 + C_0)}{(C_4 + C_0) - k_2}.$$

Последний способ подключения подстроечного конденсатора наиболее распространен, так как позволяет упростить коммутацию.

Приведенный выше метод применим для расчета элементов контуров гетеродина и высокочастотных контуров.

§ 6. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ (УВЧ)

Апериодический УВЧ не повышает избирательности приемника, но позволяет повысить отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}$ и чувствительность прием-

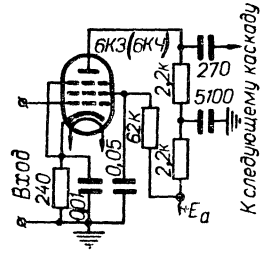


Рис. 215. Схема апериодического УВЧ.

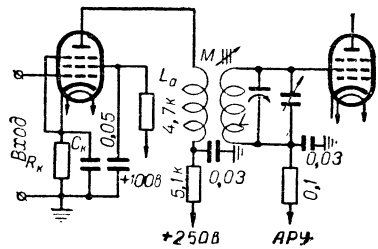


Рис. 216. Схема резонансного УВЧ с трансформаторной связью.

ника. Часто применяется в том случае, если входное устройство выполнено по схеме с полосовым фильтром (в высококачественных приемниках — в диапазонах длинных и средних волн).

Схема апериодического УВЧ, рассчитанного на диапазон длинных и средних волн, приведена на рис. 215. Такой усилитель на лампе 6К3 дает усиление порядка 4, на лампе 6К4 — порядка 10.

Апериодический УВЧ может быть собран по схеме широкополосного усилителя с коррекцией (см. § 5, гл. XII), который обеспечит большее усиление.

Резонансный УВЧ чаще всего выполняется по схеме с трансформаторным (рис. 216) или автотрансформаторным включением контура (рис. 217).

Находит широкое применение в диапазонах коротких волн. Для резонансных УВЧ выбирают лампы с малой проходной емкостью $C_{а.с}$ (6К3, 6К4, 6К7, 6К1П, 6К4П, 1К1П, 1К2П и др.), которые обеспечивают большее устойчивое усиление.

В УВЧ УКВ приемников высокой чувствительности применяются триоды с большой крутизной и низким уровнем собственных шумов, например, триоды 6Н3П и 6Н14П.

Расчет резонансного УВЧ. 1. Резонансное сопротивление контура на концах диапазона

$$R_{оэн} = 6{,}28 f_{мин} LQ \cdot 10^{-3};\quad R_{оэв} = 6{,}28 f_{макс} LQ \cdot 10^{-3},$$

где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — в *Мгц*, L — в *мкгн*, $R_{оэ}$ — в *ком*.

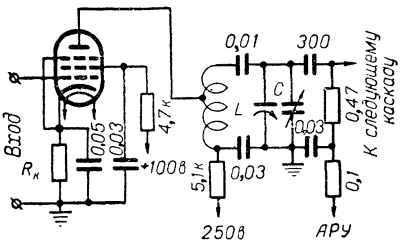


Рис. 217. Схема резонансного УВЧ с автотрансформаторной связью.

2. Коэффициент включения контура из условий устойчивости усиления:

$$p = \frac{6}{R_{оэв}} \sqrt{\frac{1}{f_{макс} C_{а.с}\, S}},$$

где $R_{оэв}$ — в *ком*, $f_{макс}$ — в *Мгц*, $C_{а.с}$ — в *пф*, S — в *ма/в*.

Если $p > 1$, то можно применить полное включение контура в анодную цепь, либо принять $p = 0{,}7 \div 0{,}8$.

3. Взаимоиндуктивность между катушками для схемы с трансформаторным включением (рис. 216)

$$M = pL.$$

Для схемы с автотрансформаторным включением (рис. 217) число витков между отводом и нижним концом катушки равно $p w$, где w — полное число витков катушки.

Схемы с трансформаторным и автотрансформаторным включением контура дают возможность выравнять усиление на разных диапазонах. Для этого нужно, чтобы произведение $p R_{оэв}$ было равным для всех диапазонов.

§ 7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты приемника состоит из смесителя и гетеродина. Применение преобразователей с многосеточными лампами позволяет обойтись без отдельной лампы для гетеродина при почти полной экранировке цепей гетеродина от приходящего сигнала, а также получить сравнительно большое усиление. Поэтому преобразователи с многосеточными лампами сейчас широко используются в диапазонах длинных, средних и коротких волн. Применяются также преобразователи с отдельным гетеродином.

В двухсеточном смесителе (рис. 218) колебания с частотой сигнала $f_с$ и гетеродина $f_г$ подаются на две отдельные управляющие сетки, в односеточном смесителе (рис. 219) — на одну сетку.

Односеточные смесители, собранные на пентодах или триодах, характеризуются более высокой крутизной преобразования и, следовательно, дают большее усиление сигнала. Величина собственных шумов у односеточных смесителей, особенно у триодных, значительно ниже, чем у двухсеточных. Поэтому односеточное смешение применяется в высокочувствительных УКВ приемниках. Может с успехом применяться также в диапазонах длинных, средних и коротких волн.

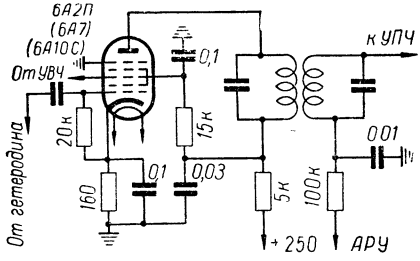


Рис. 218. Схема двухсеточного смесительного каскада.

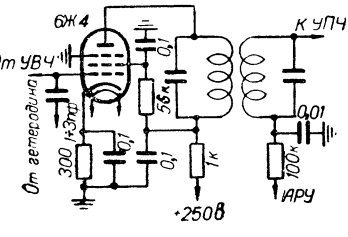


Рис. 219. Схема односеточного смесительного каскада.

К недостаткам триодных смесителей следует отнести малое внутреннее сопротивление лампы, за счет чего уменьшается добротность контуров, включенных в анодную цепь. Однако внутреннее сопротивление триодного смесителя можно увеличить, применив отрицательную обратную связь по току.

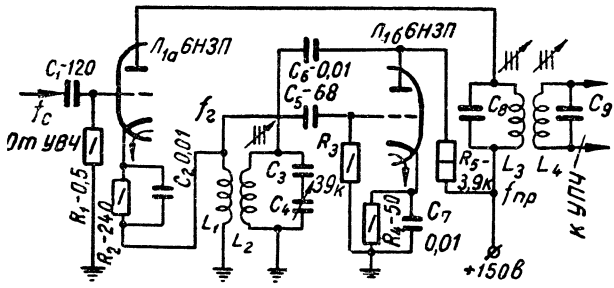


Рис. 220. Схема односеточного смесителя с гетеродином.

Применение односеточных смесителей упрощает конструирование радиовещательных приемников с УКВ диапазонами, так как для этого диапазона могут быть использованы те же лампы, что и для других.

На рис. 220 приведена схема односеточного триодного смесителя с отдельным гетеродином, собранным на триоде $Л_{1б}$. Напряжение гетеродина в этой схеме подается в цепь катода смесителя. При этом значительно уменьшается излучение гетеродина. Катушка связи в катодной цепи сме-

сителя создает отрицательную обратную связь по току, что увеличивает внутреннее сопротивление триода.

Схемы двухсеточных преобразователей приведены на рис. 221.

Расчет усиления преобразователя частоты. Фильтр промежуточной частоты в анодной цепи преобразователя обычно применяется такой же, как в каскадах УПЧ (см. § 10, гл. XI).

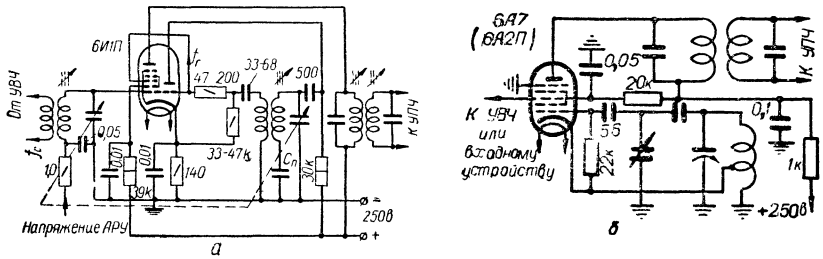


Рис. 221. Схемы двухсеточных преобразователей частоты:
а — на триод-гексоде 6И1П; *б* — на гептоде 6А7.

Усиление преобразовательного каскада можно подсчитать по формуле

$$K = S_{\text{пр}} R_{\text{оэ}} \frac{\eta}{1+\eta^2},$$

где $S_{\text{пр}}$ — крутизна преобразования (в *ма/в*), приводимая в справочниках по радиолампам (см. гл. IX),

$$S_{\text{пр}} \approx \frac{1}{1} S,$$

где S — крутизна лампы в усилительном режиме. Величины $R_{\text{оэ}}$ (в *ком*) и η берутся из расчета УПЧ (§ 10, гл. XI).

§ 8. ГЕТЕРОДИНЫ

Гетеродин, применяемый в преобразователе частоты супергетеродинного приемника, должен генерировать в заданном диапазоне частот колебания достаточно стабильной частоты с примерно постоянной амплитудой, необходимой для работы смесителя.

Для заданной частоты сигнала f_c, на которую настроены колебательные контуры входного устройства и УВЧ, и промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ частота гетеродина определяется выражением

$$f_{\text{г}} = f_{\text{с}} \pm f_{\text{пр}}.$$

Как указывалось в § 7, гетеродин и смеситель часто выполняются на одной преобразовательной лампе. В диапазонах КВ и УКВ лучше использовать для гетеродина отдельную лампу.

Наиболее широкое распространение получили гетеродины с трансформаторной и автотрансформаторной связью (рис. 222 и 223). Схема гетеродина с использованием двойного триода приведена на рис. 224. Преиму-

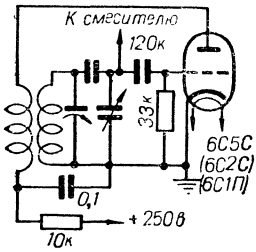


Рис. 222. Схема гетеродина с трансформаторной связью.

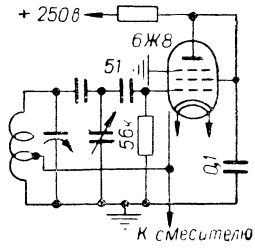


Рис. 223. Схема гетеродина с автотрансформаторной связью.

ществом этой схемы является упрощение коммутации контуров в приемниках с несколькими диапазонами. Такой гетеродин устойчиво работает во всех диапазонах частот, используемых радиолюбителями, вплоть до самых высоких.

Транзитронные гетеродины (рис. 225) отличаются высокой стабильностью частоты. Их недостатком является то, что лампа работает в тяжелом режиме

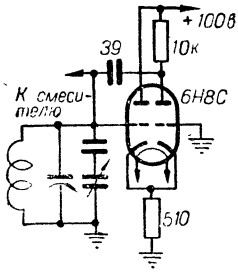


Рис. 224. Схема гетеродина на двойном триоде.

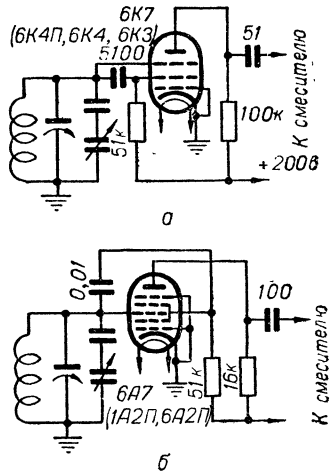


Рис. 225. Схемы транзитронных гетеродинов:
а — на пентоде; *б* — на гептоде

На частоту колебаний гетеродина влияют температура, влажность, величина питающих напряжений и механические воздействия.

Для уменьшения влияния изменений температуры гетеродин должен быть расположен возможно дальше от деталей, сильно нагревающихся в

процессе работы (силовой трансформатор, выпрямительные и выходные лампы и т. п.). Температурный коэффициент диэлектриков всех деталей гетеродина должен быть малым. Следует широко использовать керамику и избегать применения при монтаже различных изоляционных прокладок, стоек, изоляции на проводах и т. д. Монтаж следует выполнять короткими проводниками без изоляции.

Влияние температуры на частоту гетеродина можно уменьшить, подключив параллельно конденсатору настройки компенсирующий конденсатор с отрицательным ТКЕ (см. § 1 гл. IV).

Для уменьшения влияния влажности на частоту гетеродина следует применять влагостойкие материалы (керамика, полистирол) и детали.

Для уменьшения влияния питающих напряжений на частоту гетеродина следует повышать добротность контура гетеродина и увеличивать коэффициент связи между катушками. Степень влияния питающих напряжений зависит также от схемы гетеродина, от подбора параметров сеточной цепи (гридлик) и от степени связи контура с лампой. Сравнительно малая зависимость частоты гетеродина от питающих напряжений получается при применении схемы с автотрансформаторной связью (рис. 223).

Для улучшения стабильности частоты гетеродина иногда применяют стабилизацию питающих напряжений.

§ 9. СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЕК КОНТУРОВ В СУПЕРГЕТЕРОДИНЕ

Контур высокой частоты и гетеродин в супергетеродинных приемниках настраиваются одной ручкой. При любом положении конденсатора настройки частота гетеродина должна отличаться от частоты контуров входного устройства и УВЧ на величину, равную промежуточной частоте. Для этого контур гетеродина собирается по сложной схеме, состоящей из катушки индуктивности, конденсатора настройки и нескольких добавочных конденсаторов постоянной емкости (рис. 226). При этом конденсаторы переменной емкости в контурах высокой частоты и гетеродина должны быть однотипными.

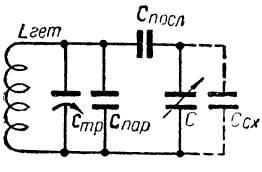


Рис. 226. Схема контура гетеродина.

Сопряжение рассчитывается следующим образом: 1) емкость схемы $C_{сх}$ принимается такой же, как для контуров высокой частоты (см. § 4);

2) определяются вспомогательные величины

$$f_{ср} = \frac{f_{макс} + f_{мин}}{2}; \quad n = \frac{f_{пр}}{f_{ср}}; \quad C_{к.\,макс} = C_{макс} + C_{сх},$$

где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — максимальная и минимальная частоты диапазона, $f_{пр}$ — промежуточная частота; $C_{к.\,макс}$ — максимальная емкость контура, $C_{макс}$ — максимальная емкость переменного конденсатора;

3) по графикам рис. 227 определяются емкости $C_{посл}$ и $C_{пар}$;

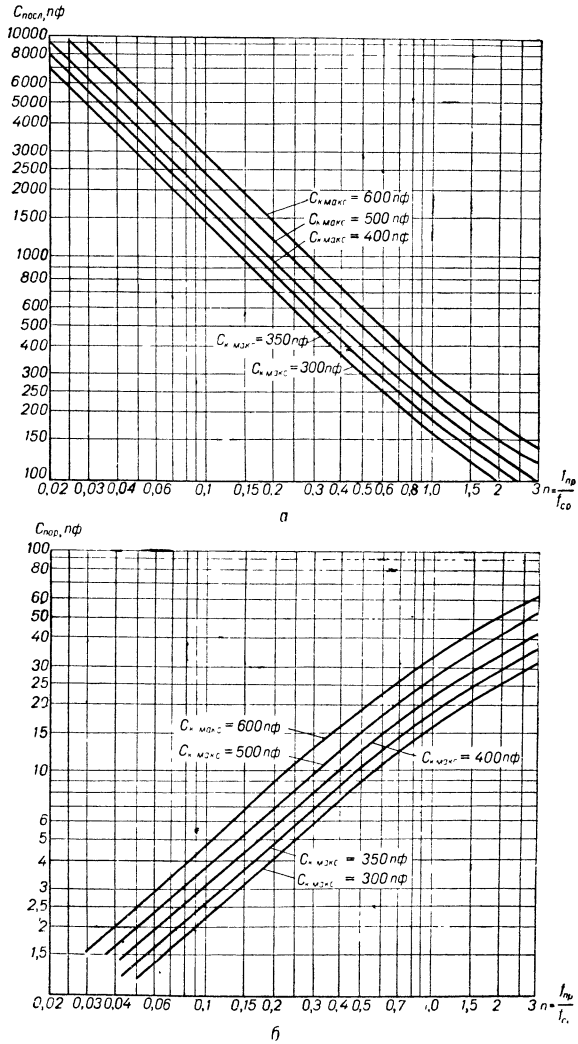


Рис. 227. Графики для расчета конденсаторов сопряжения: *а* — $C_{\text{посл}}$; *б* — $C_{\text{пар}}$.

4) по графику рис. 228 определяют величину коэффициента α, с помощью которого находят величину индуктивности контура гетеродина

$$L_{гет} = \alpha L,$$

где L — индуктивность контуров высокой частоты.

Вышеприведенная методика расчета сопряжения контуров неприменима для расчета контуров растянутых поддиапазонов.

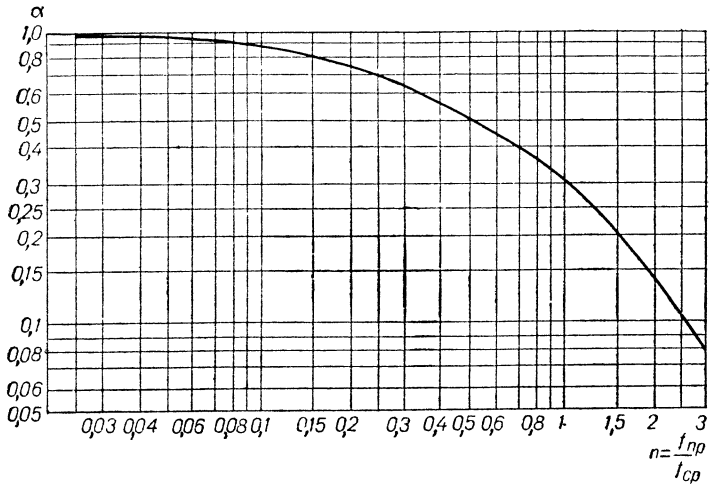


Рис. 228. График для расчета индуктивности контура гетеродина.

§ 10. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

В качестве усилителей промежуточной частоты (УПЧ) применяются полосовые усилители. Они характеризуются лучшей, чем резонансные усилители, формой резонансной кривой и позволяют получить высокую избирательность при малой степени частотных искажений. Кроме того, полосовые усилители позволяют иногда при заданной полосе пропускания частот получить большее усиление в каждом каскаде по сравнению с простыми резонансными усилителями (например, в телевизионных приемниках и приемниках импульсных сигналов).

Схема двухкаскадного полосового усилителя с индуктивной связью между контурами приведена на рис. 229.

Расчет усилителя промежуточной частоты следует начинать с расчета полосовых фильтров. Фильтры всех каскадов и фильтр преобразователя частоты обычно выполняются одинаковыми. В приемниках 2-го и 3-го классов — два фильтра промежуточной частоты, включая фильтр преобразователя (один каскад УПЧ), в приемниках 1-го класса — три (2 каскада УПЧ). Неравномерность усиления в полосе пропускания УПЧ обычно выбирается равной 3 *дб* (1,4 раза).

Расчет фильтров. Неравномерность усиления в полосе пропускания, приходящаяся на один фильтр

$$d_{\text{пол}} = \sqrt[n]{1{,}4},$$

где n — число фильтров, включая фильтр преобразователя.

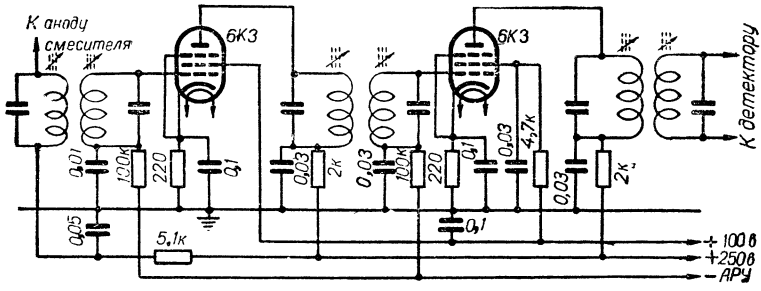


Рис. 229. Схема усилителя промежуточной частоты.

Степень связи между контурами фильтра η выбирается в пределах 0,5 ÷ 1,5 (чаще всего $\eta = 1$).

По графику рис. 230 находится величина x_1 и подсчитывается необходимая добротность контуров

$$Q = x_1 \frac{f_{\text{пр}}}{\Delta F},$$

где $f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота;

ΔF — полоса пропускания усилителя.

Для проверки избирательности усилителя подсчитывается величина

$$x_2 = Q \frac{2\Delta f}{f_{\text{пр}}},$$

где Δf — разность частот принимаемой и соседней станций (для вещательных приемников $\Delta f = 10$ *кгц*, для приемников УКВ диапазона $\Delta f = 250$ *кгц*).

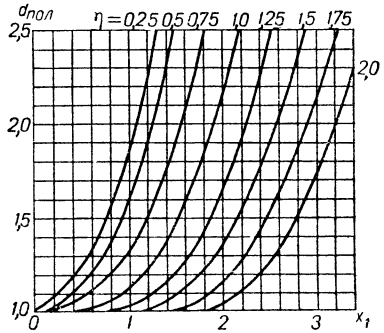


Рис. 230. Обобщенные резонансные кривые полосового фильтра для малых расстроек.

По величине x_2 из графиков рис. 231 определяется величина ослабления соседней станции $d_{\text{изб}}$ для одного фильтра.

Для всего усилителя

$$d_{\Sigma\,\text{изб}} = d^n_{\text{изб}},$$

где n — число фильтров (включая фильтр преобразователя).

Если величина ослабления получается недостаточной, то следует выбрать большее значение η или увеличить число фильтров.

Допустимая из условий устойчивости величина резонансного сопротивления контура (в *ком*)

$$R_{оэ} \leqslant 1{,}75 \sqrt{\frac{1}{f_{пр} C_{а.с} S}},$$

где $C_{а.с}$ — проходная емкость лампы (в *пф*), а S — крутизна характеристики лампы (в *ма/в*), $f_{пр}$ — в *кгц*.

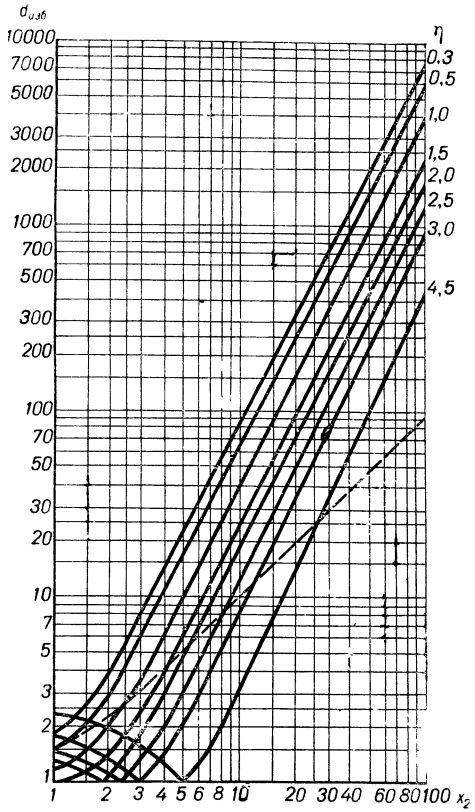


Рис. 231. Обобщенные резонансные кривые полосового фильтра. Пунктиром показана обобщенная резонансная кривая одиночного контура.

Емкости контуров фильтров (в *пф*)

$$C = 1{,}5 \cdot 10^5 \frac{Q}{f_{пр} R_{оэ}},$$

где $f_{пр}$ — в *кгц*, $R_{оэ}$ — в *ком*.

Индуктивность контуров (в *мкгн*)

$$L = 1{,}5 \cdot 10^5 \frac{R_{оэ}}{f_{пр} Q},$$

где $R_{оэ}$ — в *ком*;
$f_{пр}$ — в *кгц*.

Взаимоиндуктивность между катушками

$$M = \frac{\eta}{Q} L.$$

Коэффициент усиления каскада на средней частоте полосы пропускания

$$K_0 = S R_{оэ} \frac{\eta}{1 + \eta^2}.$$

Регулировка полосы пропускания широко применяется в современных радиоприемниках. Она осуществляется скачками или плавно и позволяет повышать избирательность и чувствительность приемника за счет сужения полосы пропускания при приеме сигналов с более узким частотным спектром. Сужение полосы пропускания даже при высоком уровне помех может позволить продолжать прием, хотя искажение сигнала несколько увеличится.

Чаще всего полоса пропускания регулируется изменением связи между колебательными контурами в двухконтурных или многоконтурных полосовых фильтрах промежуточной частоты.

Практически наиболее просто связь между контурами можно изменять следующими способами:

1) изменением расстояния между катушками;

2) изменением угла между осями катушек (поворотом одной из катушек);

3) подключением к одной из катушек нескольких дополнительных витков, сильно связанных с другой катушкой (рис. 232, *а*); при этом вносится некоторая расстройка;

4) применением дополнительной экранирующей катушки (рис. 232, *б*).

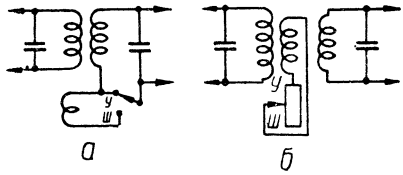


Рис. 232. Схемы регулировки полосы пропускания:

а — подключением дополнительных витков, *б* — с помощью экранной обмотки; *у* — узкая полоса; *ш* — широкая полоса.

§ 11. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

К детекторному каскаду предъявляются следующие основные требования: 1) максимальная передача напряжения, 2) минимальные частотные и нелинейные искажения, 3) максимальное входное сопротивление и 4) минимальное напряжение высокой частоты на выходе.

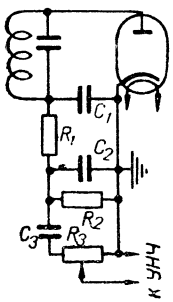


Рис. 233. Схема диодного детектора.

Диодное детектирование наиболее распространено. Основным его преимуществом является очень малая степень вносимых нелинейных искажений. Диодный детектор не боится перегрузок. Схемы диодного детектирования лучше сочетаются со схемами АРУ. Недостатком диодного детектора является его относительно низкое входное сопротивление, которое нагружает последний фильтр УПЧ и снижает его избирательность.

Схема диодного детектора, применяемого в вещательных приемниках, приведена на рис. 233.

Элементы диодного детектора выбираются на основании следующих соображений. При недостаточной величине емкости C_1 уменьшается коэффициент передачи напряжения, при слишком большой емкости C_1 возникают нелинейные и частотные искажения. Обычно выбирают $C_1 = 50 \div 150$ *пф*.

Сопротивление нагрузки $R_1 + R_2$ выбирается порядка 200 — 500 *ком*. При малых величинах нагрузки уменьшаются передача напряжения и входное сопротивление детектора, увеличиваются нелинейные искажения При большой величине нагрузки также увеличиваются нелинейные искажения. Сопротивление R_1 составляет обычно $0{,}2 \div 0{,}5$ $(R_1 + R_2)$. Емкость C_2 выбирается равной $50 \div 150$ *пф*.

Сопротивление R_3 должно быть не менее чем в 4—5 раз больше сопротивления R_2. При меньших величинах возрастают нелинейные искажения

Сопротивление конденсатора C_3 для самой низкой звуковой частоты должно быть мало по сравнению с сопротивлением R_3.

На рис. 234 приведена схема диодного детектора с использованием двойного диод-триода (6Г7 или 6Г2). Здесь одна лампа выполняет функции детектора, отдельного детектора АРУ и предварительного каскада УНЧ.

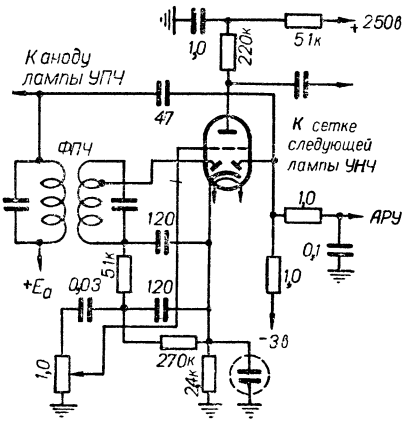


Рис. 234. Схема диодного детектора с использованием двойного диод-триода.

Сеточное детектирование применяется в приемниках прямого усиления. Сеточный детектор характеризуется высокой чувствительностью, но боится перегрузки. При очень малых напряжениях на входе сеточный детектор вносит нелинейные искажения. Схема сеточного детектора показана на рис. 235. Детектирование (диодное) происходит в цепи сетка — катод; в анодной цепи усиливаются колебания низкой частоты.

При выборе лампы для сеточного детектора следует иметь в виду, что лампа с малым μ и малой S способна работать при более сильных сигналах, но дает меньшее усиление. Величины R_1 и C_1 выбираются так же, как и при диодном детектировании. Конденсатор C_2 должен иметь малое сопротивление для высокой частоты и большое — для низкой (обычно $C_2 = 1000 - 2000$ *пф*).

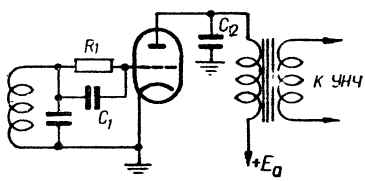


Рис. 235. Схема сеточного детектора.

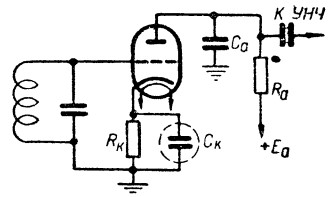


Рис. 236. Схема анодного детектора.

Анодное детектирование применяется в телевизионных приемниках и измерительной аппаратуре. Анодный детектор имеет большое входное сопротивление, однако вносит бо́льшие искажения, чем диодный, и боится перегрузок.

Схема анодного детектора приведена на рис. 236. Рабочая точка выбирается на нижнем загибе характеристики. Рекомендуется применять автоматическое смещение. Конденсатор $C_к$ должен пропускать как высокие, так и низкие частоты. Для этого параллельно с электролитическим конденсатором желательно включать слюдяной конденсатор.

Катодное детектирование применяется в тех случаях, когда необходимо иметь большое входное сопротивление детектора. Катодный детектор вносит малые искажения. Недостатком катодного детектора является невозможность получения напряжения АРУ.

Схема катодного детектора приведена на рис. 237.

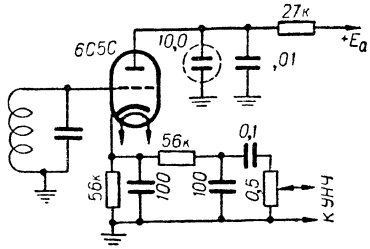


Рис. 237. Схема катодного детектора.

§ 12. РЕГЕНЕРАТИВНЫЙ ПРИЕМНИК

В приемниках прямого усиления для повышения чувствительности и избирательности применяют положительную обратную связь в сеточном детекторе. Такие сеточные детекторы и приемники, в которых они применяются, называются регенеративными.

Величина обратной связи устанавливается близкой к критической. Критическая связь — это связь, при которой схема начинает генерировать. Недостатком регенеративных схем является их неустойчивость.

На рис. 238 представлена схема регенеративного сеточного детектора с регулировкой обратной связи при помощи вариометра (см. § 8, гл. V), а на рис. 239 — такая же схема, но обратная связь регулируется конденсатором переменной емкости. Недостатком этих схем является расстройка входного контура при регулировке обратной связи.

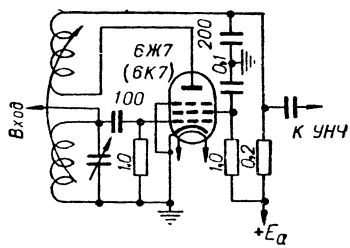


Рис. 238. Схема регенеративного детектора с регулировкой обратной связи вариометром.

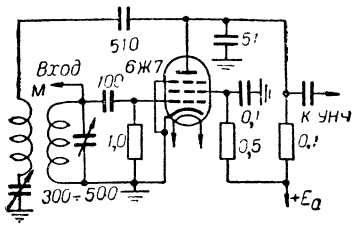


Рис. 239. Схема регенеративного детектора с регулировкой обратной связи конденсатором.

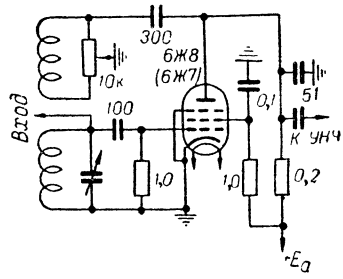


Рис. 240. Схема регенеративного детектора с регулировкой обратной связи сопротивлением.

В схемах рис. 240 и 241 обратная связь регулируется переменным сопротивлением. Расстройка входного контура при регулировке обратной связи здесь незначительна.

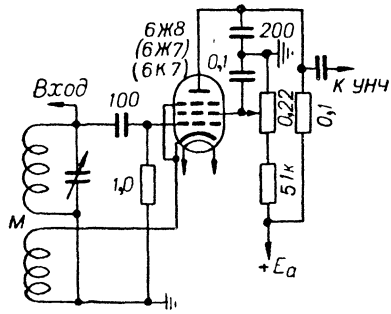


Рис. 241. Схема регенеративного детектора с регулировкой обратной связи изменением напряжения на экранной сетке.

§ 13. СВЕРХРЕГЕНЕРАТИВНЫЙ ПРИЕМНИК

Сверхрегенеративный детектор отличается от регенеративного тем, что обратная связь выбирается больше критической. Колебания, возникающие в схеме, периодически прерываются вспомогательным генератором (схема с посторонним гашением) или вследствие выбора больших величин гридлика R и C (схема с самогашением).

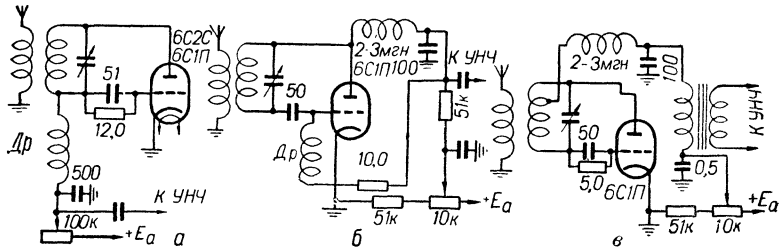


Рис. 242. Схемы сверхрегенеративных каскадов:
а — первый вариант; *б* — второй вариант; *в* — третий вариант

Усиление сверхрегенеративного детектора может быть очень большим, особенно при слабых сигналах (до 1 млн.). Приемник со сверхрегенеративным детектором менее подвержен действию помех, чем приемники других типов. Амплитудная характеристика большинства типов сверхрегенеративных приемников нелинейна, поэтому нет необходимости применять систему АРУ. При точной настройке на станцию сверхрегенератор может принимать амплитудно-модулированные сигналы, при небольшой расстройке — частотно-модулированные.

Недостатками сверхрегенератора являются низкая избирательность и наличие излучения, создающего помехи другим приемникам.

Качество работы сверхрегенератора сильно зависит от частоты гашения, которая должна, с одной стороны, не менее чем в 5—10 раз превышать наивысшую частоту модуляции, а с другой — быть минимум в 20—50 раз меньше несущей частоты сигнала. Поэтому сверхрегенератор наиболее удобно применять на УКВ и отчасти на КВ.

В любительской практике чаще всего применяются схемы сверхрегенераторов с самогашением. Такие схемы просты, но работают недостаточно

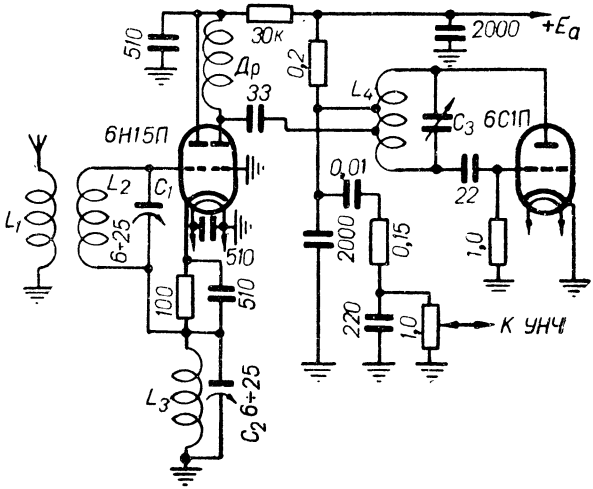


Рис. 243. Схема УКВ приемника со сверхрегенеративным детектором.

надежно. Лучшие результаты эти схемы дают при присоединении управляющей сетки лампы через большое сопротивление (7—12 *Мом*) к положительному полюсу источника анодного питания (рис. 242).

Для ослабления излучения сверхрегенератора, а также для ослабления влияния антенны на настройку, между антенной и сверхрегенеративным каскадом необходимо включить один или несколько каскадов усиления. Схема такого УКВ приемника представлена на рис. 243. Первый каскад (УВЧ) выполнен по схеме с заземленным анодом. Контур L_3C_2 включен в цепь катода. Второй каскад собран по схеме с заземленной сеткой. Его нагрузка — контур сверхрегенератора. Сочетание каскадов с заземленным анодом и заземленной сеткой позволяет получить низкий уровень шумов. Контуры L_2C_1 и L_3C_2 настраиваются на среднюю частоту диапазона. Приемник настраивается конденсатором C_3. В катушке L_4 отводы делаются примерно от $\frac{3}{4}$ и $\frac{4}{5}$ полного числа витков, считая от анодного конца. Катушки контуров следует наматывать с принудительным шагом неизолированным медным (лучше посеребренным) проводом.

§ 14. РЕФЛЕКСНЫЕ СХЕМЫ

Применение рефлексных схем, в которых одна лампа одновременно выполняет две функции, позволяет уменьшить количество ламп в приемнике. Чаще всего применяются рефлексные схемы, в которых одна лампа используется для усиления ВЧ или ПЧ и НЧ.

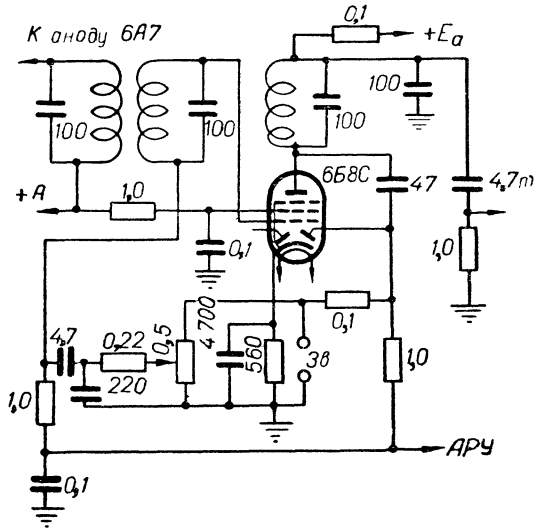


Рис. 244. Пример рефлексной схемы.

На рис. 244 приведена рефлексная схема на двойном диод-пентоде 6Б8С, применяемая в приемнике «Москвич». Основным недостатком этой схемы является ограничение возможности регулировки громкости при подаче на вход сильного сигнала. Из-за эффекта анодного детектирования, даже при полностью выведенном регуляторе громкости, на выходе каскада будет напряжение звуковой частоты.

Кроме того, при сильных сигналах нелинейные искажения возрастают до величины, при которой невозможно пользоваться приемником. Для уменьшения нелинейных искажений приходится ослаблять сигнал на входе приемника путем подключения антенны к приемнику через небольшую емкость или через сопротивление.

§ 15. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Автоматической регулировкой усиления (АРУ) называется система, поддерживающая на выходе приемника относительное постоянство уровня принимаемого сигнала. Действие системы АРУ основано на применении в каскадах УВЧ и УПЧ приемника ламп с удлиненной характеристикой, имеющих переменную крутизну (см. табл. 86). На управляющие сетки этих

ламп подается отрицательное смещение, снимаемое с сопротивления нагрузки детектора. Так как напряжение на этом сопротивлении пропорционально амплитуде несущей частоты сигнала, то при возрастании уровня сигнала на входе приемника отрицательное смещение на управляющих сетках ламп каскадов УВЧ и УПЧ увеличивается. При этом их усиление понижается, а уровень сигнала на выходе приемника остается почти неизменным.

Простая система АРУ. В простой системе АРУ (без задержки) на сетки регулируемых ламп УВЧ и УПЧ подается постоянная составляющая напряжения с нагрузки детектора. Для выделения постоянной составляющей применяется *RC*-фильтр (на рис. 245 обведен пунктиром) с постоянной времени (произведение *RC*), равной 0,1—0,2 сек. Например, 1 *Мом* × × 0,1 *мкф* = 0,1 сек.

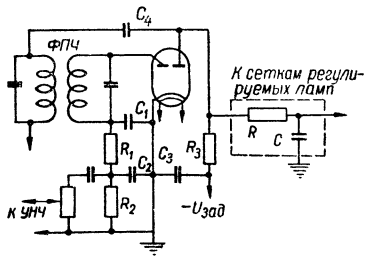


Рис. 245. Схема АРУ с задержкой.

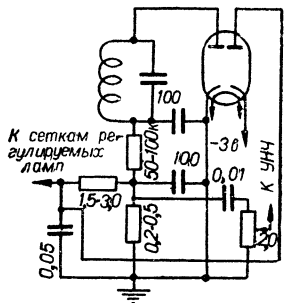


Рис. 246. Схема бесшумной АРУ с задержкой.

Недостатком простой системы АРУ является то, что она уменьшает усиление приемника даже при слабых сигналах.

Система АРУ с задержкой срабатывает при определенном уровне сигнала, поэтому усиление приемника при слабых сигналах не уменьшается. Наиболее распространенная схема АРУ с задержкой представлена на рис. 245. Для АРУ здесь применен отдельный диод. Отрицательный потенциал, создающий задержку, подается на анод диода. Для увеличения напряжения АРУ напряжение ПЧ подается на выпрямитель АРУ с первого контура фильтра ПЧ. Емкость конденсатора C_4 выбирается порядка 30—100 *пф*, сопротивление R_3 — порядка 1—1,5 *Мом*.

Бесшумная АРУ. На рис. 246 приведена схема АРУ с задержкой. Здесь левый диод используется как детектор и как выпрямитель АРУ, а правый — для создания задержки. Левый диод заперт для сигналов с напряжением до 0,2÷0,5 *в*. При этом не прослушиваются сигналы и шумы, если они создают на входе детектора напряжение менее 0,3÷0,5 *в*. В такой схеме АРУ с задержкой фильтр ПЧ нагружается только одним детектором.

Недостаток схемы — необходимость применения двойного диода с раздельными катодами.

Усиленная АРУ. Для повышения эффективности работы АРУ можно применить следующие способы:

1. Добавление в УПЧ одного каскада с фиксированным смещением, работающего на отдельный выпрямитель АРУ.

2. Усиление напряжения АРУ с помощью усилителя постоянного тока.

3. Добавление в УПЧ одного каскада с большим начальным смещением, работающего на 2 выпрямителя. Один из них создает отрицательное напряжение, которое подается на управляющие сетки ламп УВЧ и УПЧ, другой — положительное напряжение, которое подается на управляющую сетку этого же дополнительного каскада УПЧ.

Наиболее эффективным является третий способ. Скелетная схема такой системы приведена на рис. 247.

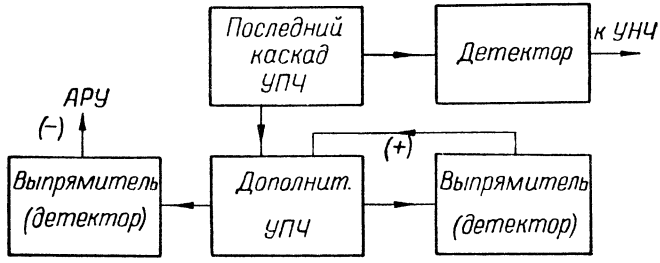


Рис. 247. Скелетная схема усиленной АРУ.

Схема усиленной АРУ с усилителем постоянного тока приведена на рис. 248. Режим должен быть подобран так, чтобы напряжение на R_1 было больше напряжения на R_2 на величину напряжения задержки.

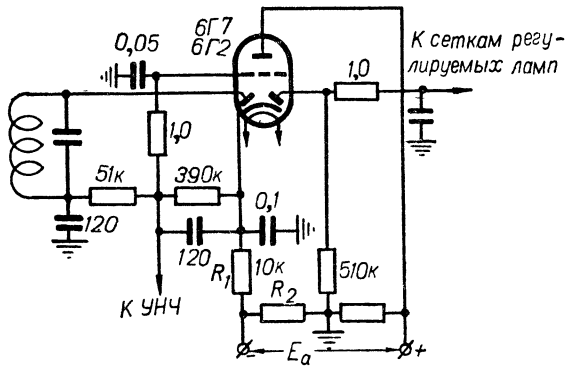


Рис. 248. Схема усиленной АРУ.

Применение АРУ. При отсутствии в приемнике каскада УВЧ следует применять АРУ в преобразовательном каскаде. В приемнике с каскадом УВЧ, преобразователем и одним каскадом УПЧ АРУ обычно осуществляется во всех трех каскадах. В приемнике с двумя каскадами УПЧ желательно, чтобы второй каскад работал при фиксированном смещении.

Во избежание перегрузки последующих каскадов более целесообразно подавать напряжение АРУ на управляющие сетки ламп первых каскадов.

В приемнике без УВЧ трудно избежать перегрузки при сильных сигналах, поэтому АРУ осуществляется во всех каскадах.

Для обеспечения эффективной работы АРУ экранирующие сетки регулируемых ламп следует питать от делителя напряжения или от стабилизированного источника.

§ 16. ИНДИКАТОР НАСТРОЙКИ

Точную настройку приемника на слух произвести трудно, а при неточной настройке приемник вносит искажения. Для облегчения настройки приемника применяется оптический индикатор, например, лампа типа 6Е5С. Схема включения индикатора настройки приведена на рис. 249. Такая схема дает хорошие результаты только при приеме сильных сигналов в приемниках, где система АРУ работает недостаточно эффективно. Более чувствительная схема включения индикатора настройки приведена на рис. 250. Недостатком схемы является некоторое снижение яркости экрана 6Е5С.

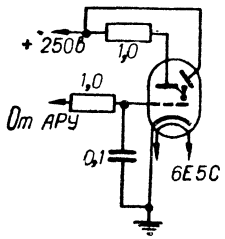


Рис. 249. Схема включения индикатора настройки 6Е5С.

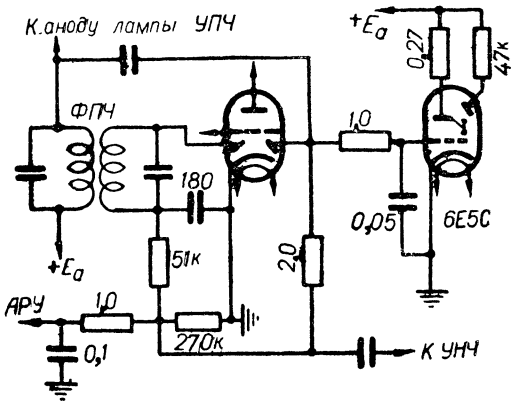


Рис. 250. Схема включения индикатора настройки 6Е5С с повышенной чувствительностью.

Использование лампы 6Е5С в качестве детектора. В малоламповых приемниках прямого усиления лампу 6Е5С можно использовать в качестве регенеративного сеточного детектора и индикатора настройки (рис. 251).

В приемниках, имеющих достаточное усиление до детектора, лампу 6Е5С можно использовать одновременно как диодный детектор и как индикатор настройки (рис. 252).

§ 17. ОГРАНИЧИТЕЛЬ ПОМЕХ

Схема ограничителя помех с автоматической установкой порога ограничения приведена на рис. 253. Ограничение здесь происходит на уровне 100% модуляции. Изменяя соотношение величин сопротивлений R_1 и R_2, можно понизить уровень ограничения. При этом воздействие помех ослабится, но наиболее сильные сигналы будут приниматься с искажениями.

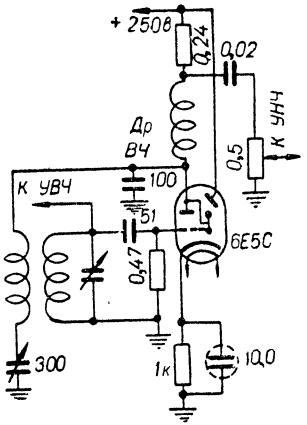


Рис. 251. Схема использования лампы 6Е5С в сеточном детекторе.

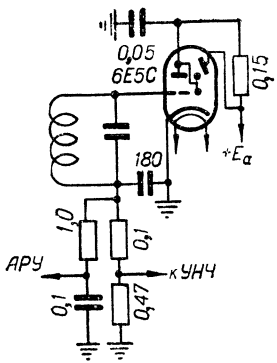


Рис. 252. Схема использования лампы 6Е5С в диодном детекторе.

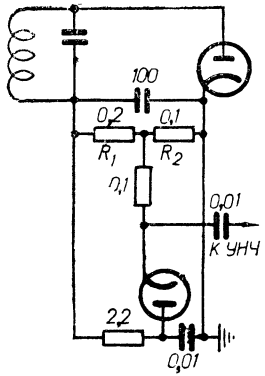


Рис. 253. Схема амплитудного ограничителя помех.

§ 18. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Система автоматической подстройки частоты (АПЧ) позволяет устранять расстройку приемника, вызванную нестабильностью гетеродина и другими причинами. Эта система действует следующим образом. Если разность частот гетеродина и сигнала не равна промежуточной частоте, то АПЧ меняет частоту гетеродина так, чтобы эта разность приблизилась к промежуточной частоте.

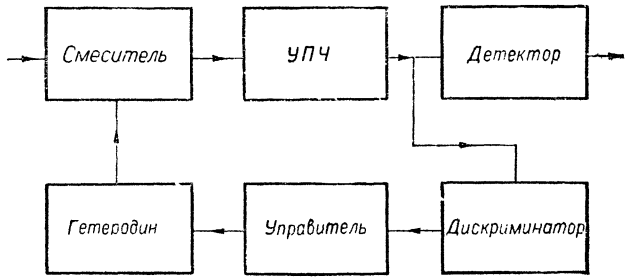


Рис. 254. Скелетная схема системы АПЧ.

Скелетная схема АПЧ дана на рис. 254. Система АПЧ состоит из двух основных частей: дискриминатора и управителя. Дискриминатор вырабатывает постоянное напряжение, величина которого пропорциональна расстройке, а знак соответствует направлению ухода частоты гетеродина. Это напряжение подается на управитель, воздействующий нужным образом на частоту гетеродина.

Применение системы АПЧ в диапазонах длинных и средних волн целесообразно только в телеграфных приемниках, характеризующихся узкой полосой пропускания, а также в приемниках с фиксированными настройками. В коротковолновых диапазонах при сильных замираниях система АПЧ может автоматически перестроить приемник на другую станцию.

Наиболее часто АПЧ используется в УКВ приемниках телевидения и частотной модуляции, в которых требуется только добавление управителя. Управляющее напряжение вырабатывает частотный детектор.

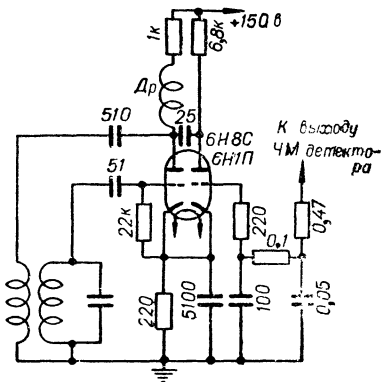


Рис. 255. Схема гетеродина с управителем.

На рис. 255 изображена типичная схема АПЧ. На левом триоде собран гетеродин, на правом — управитель.

При наладке систем АПЧ необходимо обращать внимание на правильность полярности постоянной составляющей выходного напряжения частотного детектора, поступающего на управитель. В фазовом дискриминаторе (рис. 260) полярность выходного напряжения можно изменить путем переключения концов первичной обмотки трансформатора ПЧ.

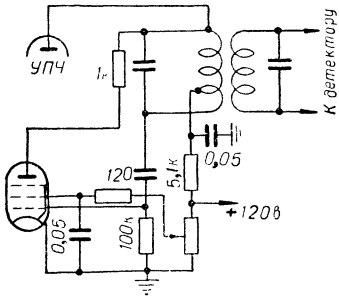


Рис. 256. Схема для слухового приема телеграфных сигналов.

§ 19. ПРИЕМ ТЕЛЕГРАФНЫХ СИГНАЛОВ

При приеме телеграфных сигналов полоса пропускания может быть очень узкой (до 100 *гц*). Это повышает помехоустойчивость приемника. Обеспечить такую полосу пропускания можно применением кварцевых фильтров (см. гл. VII).

Для приема на слух немодулированных телеграфных сигналов в приемнике должно быть устройство, с помощью которого на выходе приемника получают звуковые сигналы.

Основным способом получения таких сигналов является использование специального гетеродина, частота которого близка к промежуточной

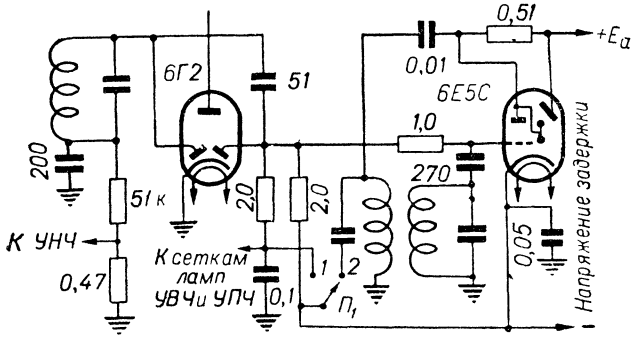


Рис. 257. Схема переключения лампы 6Е5С для использования в схеме телеграфного гетеродина.

Колебания этого гетеродина подводятся либо ко входу последнего каскада УПЧ, либо ко входу детектора. При детектировании создаются биения с разностной частотой обычно около 1 *кгц*. Путем изменения частоты гетеродина можно изменять тон слышимых биений.

На рис. 256 приведена схема, в которой первый контур последнего фильтра ПЧ использован одновременно как контур генератора. Величина обратной связи в генераторе регулируется изменением напряжения на

экранной сетке. Для приема телеграфных сигналов каскад переводится в режим генерации.

На рис. 257 представлена схема переключения лампы 6Е5С с целью использования ее в схеме телеграфного гетеродина. В первом положении переключателя $П_1$ выключается система АРУ и включается гетеродин.

§ 20. ОСОБЕННОСТИ ПРИЕМНИКОВ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Приемники частотно-модулированных сигналов (ЧМ приемники) обычно применяются на УКВ и характеризуются некоторыми особенностями, отличающими их от приемников амплитудно-модулированных сигналов (АМ приемников).

Вместо амплитудного детектора применяется частотный детектор. Иногда перед детектором в УПЧ используется каскад ограничителя напряжения.

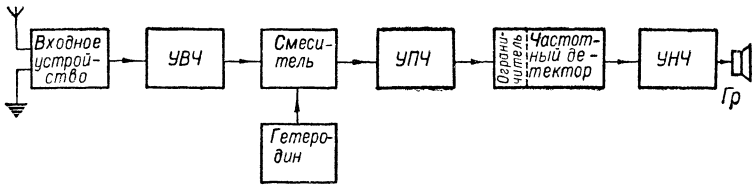


Рис. 258. Скелетная схема приемника ЧМ сигналов

Как видно из скелетной схемы (рис. 258), ко входу ограничителя подводится усиленное напряжение от УПЧ обычного супергетеродина.

Назначение ограничителя — устранять паразитную амплитудную модуляцию, т. е. преобразовывать напряжение, модулированное по амплитуде и частоте, в напряжение, модулированное только по частоте и имеющее, следовательно, постоянную амплитуду. Назначение частотного детектора — преобразовывать напряжение, модулированное по частоте, в напряжение, величина которого изменяется во времени по закону изменения частоты входного напряжения. С выхода частотного детектора снимается напряжение низкой частоты, которое подводится к УНЧ.

Переменное напряжение на входе ограничителя, необходимое для нормальной его работы, обычно в несколько раз бо́льше напряжения, которое нужно подавать на вход детектора в АМ приемниках. Поэтому в ЧМ приемниках УПЧ должен давать большее усиление, чем в АМ приемниках. В УПЧ ЧМ приемника следует применять высокочастотные пентоды, обладающие наибольшими отношениями $S/C_{а.с}$, например, 6Ж3, 6К4, 6К4П и др.

Промежуточная частота ЧМ приемников выбирается не ниже 4 *Мгц*. При $f_{пр} < 4$ *Мгц* трудно обеспечить избирательность по зеркальному каналу и затрудняется конструирование частотного детектора.

Полоса пропускания ЧМ приемника для приема звукового сопровождения телевизионных передач должна быть равна 200—300 *кгц*, для приема радиовещания — от 150 до 225 *кгц* (без учета нестабильности частоты гетеродина).

Ослабление сигнала при расстройке $\Delta f = 250$ *кгц* должно быть не менее 10 (на входе детектора). Для обеспечения такого ослабления при приеме станций, имеющих $\Delta f_c = 50$ *кгц*, достаточно иметь в УПЧ три одноконтурных фильтра, настроенных на одну частоту. При приеме станций, имеющих $\Delta f_c = 75$ *кгц* (звуковое сопровождение телевизионных передач), следует либо увеличить число одноконтурных фильтров, либо применить двухконтурные фильтры при критической связи ($\eta = 1$). УПЧ ЧМ приемников рассчитываются обычным методом (см. § 10, гл. XI).

Гетеродины ЧМ приемников должны не только обладать высокой стабильностью частоты, но и не иметь паразитной частотной модуляции. Для этого необходима надежная защита гетеродина от механических сотрясений, акустических колебаний, пульсаций питающих напряжений и других факторов, могущих вызвать паразитную частотную модуляцию.

АРУ в ЧМ приемниках применяется, но ее роль менее важна, чем в АМ приемниках, если существует ограничение. Обычно напряжение АРУ снимается с сопротивления в сеточной цепи ограничителя, или с нагрузки дробного детектора (см. § 21).

Усилитель низкой частоты ЧМ приемника для приема высококачественного вещания на УКВ должен усиливать частоты до 10—15 *кгц*.

§ 21. ОГРАНИЧИТЕЛИ И ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Ограничитель представляет собой каскад УПЧ, лампа которого работает в режиме, обеспечивающем ограничение. Качество работы ограничителя можно характеризовать отношением коэффициента амплитудной модуляции напряжения на входе ограничителя к коэффициенту модуляции на его выходе. Это отношение должно быть не менее 30—40 *дб*

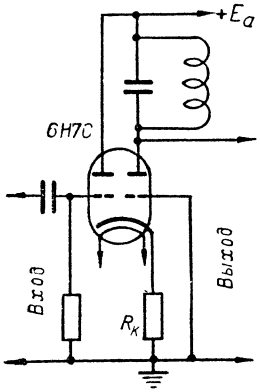


Рис. 259. Схема ограничителя, работающего без сеточных токов.

На практике наиболее часто применяются ограничители, в которых используется ограничение за счет сеточных токов и за счет отсечки анодного тока. Схема такого ограничителя изображена на рис. 260. Напряжение начала ограничения примерно равно 1—2 *в*; нормальное входное напряжение — 2—4 *в*. Такой ограничитель подавляет амплитудную модуляцию примерно в 10 раз.

На рис. 259 приведена схема ограничителя на двойном триоде типа 6Н7С. Этот ограничитель работает без сеточных токов и понижает коэффициент амплитудной модуляции в 50—100 раз.

Режим лампы ограничителя выбирают так, чтобы получить лучшее ограничение и достаточное выходное напряжение. Для лучшего ограничения напряжения на аноде и экранной сетке должны быть возможно меньшими. Предел понижения этих напряжений определяется допустимым падением выходного напряжения. Постоянная времени сеточной цепи должна быть равна примерно 10^{-4} сек.

Фазовый дискриминатор менее критичен в настройке, чем другие частотные детекторы, но требует предварительного ограничения сигнала. К ограничителю нужно подводить сравнительно сильные сигналы (до 3 *в*). Чтобы выполнить это требование, необходимо повышать усиление до ограничителя.

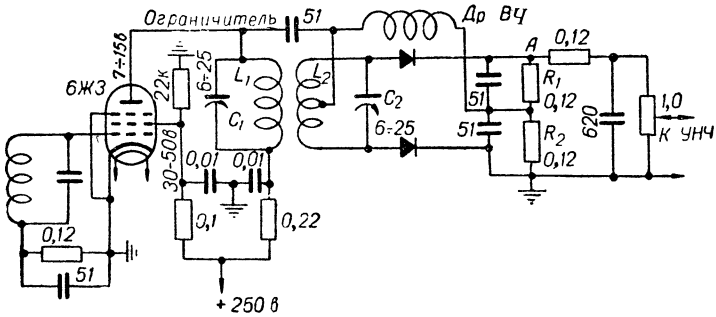


Рис. 260. Схема ограничителя и фазового дискриминатора.

Схема фазового дискриминатора приведена на рис. 260. Катушка L_2 выполняется симметричной (см. § 6, гл. V) относительно среднего вывода. Цепи диодов также должны быть симметричными.

Конструкция фазосдвигающего трансформатора на частоту 29 *Мгц* показана на рис. 261. Катушка L_1 содержит 7 витков провода ПЭШО 0,31 и намотана виток к витку. Катушка L_2 состоит из двух половин, намотанных виток к витку проводом ПЭЛ 0,31 одна поверх другой с бумажной прокладкой между ними. Каждая половина обмотки L_2 содержит 7 витков.

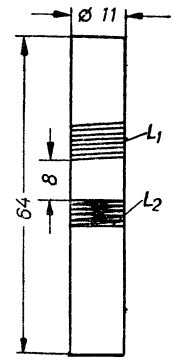


Рис. 261. Конструкция фазосдвигающего трансформатора на частоту 29 *Мгц*.

Настройка фазового дискриминатора заключается в настройке контуров его трансформатора на заданную промежуточную частоту. Выход сигнал-генератора присоединяется к сетке ограничительной лампы, частота генератора устанавливается равной промежуточной частоте. Ламповый вольтметр постоянного тока подключается параллельно сопротивлению R_2. Контур L_1C_1 настраивается по максимуму показаний вольтметра. Для настройки контура L_2C_2 вольтметр подключается между точкой A и «землей». Настройка производится по нулевому показанию вольтметра. Характеристика дискриминатора (рис. 262) должна быть симметричной. В противном случае контур L_1C_1 нужно перестроить.

Дробный детектор (детектор отношений). Преимущества дробного детектора перед частотными детекторами других типов — удовлетворительная работа при слабых входных сигналах и подавление амплитудной модуляции при более низких уровнях сигнала. Одним из главных недостатков дробного детектора надо считать высокую критичность настройки.

Схема дробного детектора приведена на рис. 263.

Добротность вторичного контура для частот порядка 4 *Мгц* должна быть от 50 до 70, а для частот порядка 10 *Мгц* — от 75 до 120.

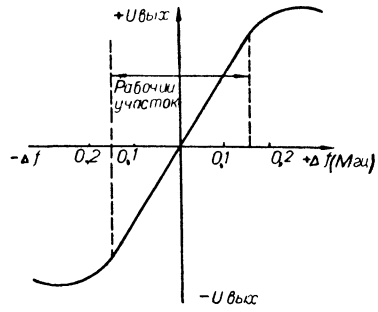


Рис. 262. Характеристика частотного детектора.

Чтобы чувствительность детектора была высокой, отношение L/C контуров должно быть достаточно большим. Емкости контуров обычно выбирают равными 20—50 *пф*.

Практически достаточно хорошее ограничение получается при напряжении сигнала на управляющей сетке ведущей лампы больше 15—20 *мв*.

Наилучшее подавление амплитудной модуляции получается при связи между контурами фазосдвигающего трансформатора, равной половине критической ($\eta = 0{,}5$), и при отношении напряжений

$$\frac{0{,}5U_2}{U_3} = 0{,}6 \div 0{,}7.$$

Симметрирующие сопротивления R_3 и R_4 подбираются так, чтобы амплитудная модуляция подавлялась на средней частоте. При этом сумма сопротивлений R_3 и R_4 должна оставаться постоянной.

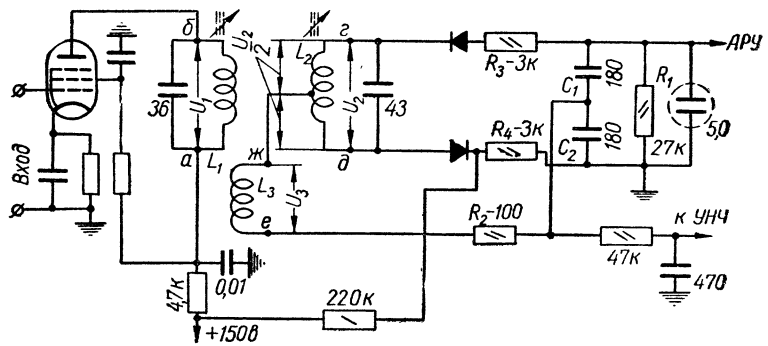


Рис. 263. Схема дробного детектора.

Конструкция фазосдвигающего трансформатора для частоты 4 *Мгц*. Конструкция катушек трансформатора и схема их соединения показаны на рис. 264. Катушка L_1 состоит из 62 витков провода марки ПЭЛ-1 0,1 и намотана на подвижной гильзе в один слой, виток к витку. Катушка L_3 содержит 27 витков провода ПЭЛ-1

и намотана в один слой поверх катушки L_1 на том ее конце, к которому подводится напряжение анодного питания. Между обмотками L_1 и L_3 имеется прокладка из папиросной бумаги толщиной не более 0,03—0,04 *мм*. Катушка L_2 содержит 20 + 20 витков провода марки ПЭЛ-1 0,2 и выполнена симметричной. Все катушки намотаны в одну сторону.

Конструкция трансформатора для частоты 16 *Мгц* имеет такой же вид, как и для частоты 4 *Мгц* (рис. 264).

Расстояние между катушками — 14 *мм*, диаметр каркаса — 11 *мм*. Катушка L_2 выполнена симметричной проводом марки ПЭЛ 0,3 и состоит из 10 витков. Катушка L_1 содержит 14 витков провода марки ПЭЛ 0,17, катушка L_3 — 3 витка провода марки ПЭЛ 0,17. Между обмотками L_1 и L_3 проложен слой папиросной бумаги.

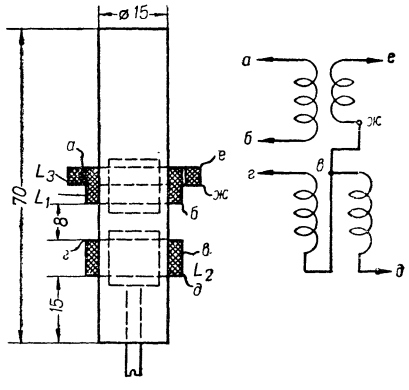


Рис. 264. Конструкция фазосдвигающего трансформатора к дробному детектору.

Наладка дробного детектора производится в следующей последовательности:

1. На вход детектора от ГСС (см. гл. XVI) подается напряжение ПЧ порядка 0,1 *в*. К сопротивлению R_1 подключается вольтметр постоянного тока со шкалой 5—10 *в* и входным сопротивлением не менее 50 *ком*. Контуры настраиваются по максимальному показанию вольтметра.

2. Проверяется симметрия катушки L_2. Напряжения на половинах катушки L_2, измеренные ламповым вольтметром с высоким входным сопротивлением, должны быть равны. Симметрии следует добиваться изменением числа витков одной из половин обмотки. Катушка L_3 должна быть отключена.

3. Подбирается степень связи между контурами. Катушка L_3 подключается, параллельно первичному контуру подключается через емкость 2—3 *пф* ламповый вольтметр. Отношение напряжений на первичном контуре при расстроенном и при настроенном вторичном контуре должно быть равно 0,75. Для расстройки вторичного контура к нему подсоединяют конденсатор емкостью 100—150 *пф*. После отключения конденсатора вторичный контур настраивается в резонанс по минимальному показанию вольтметра.

4. Подбирается величина отношения напряжения $\frac{U_2}{2}$ к напряжению U_3. Для этого измеряется выпрямленное напряжение на нагрузке R_1 (вольтметром постоянного тока) при настроенном и при расстроенном вторичном контуре (при обоих измерениях напряжение на входе устанавливается так, чтобы напряжение на первичном контуре оставалось неизменным).

Отношение этих напряжений должно быть в пределах 1,18—1,22. Если оно окажется больше или меньше указанного, то следует соответственно уменьшить или увеличить число витков катушки L_3.

5. Снимается статическая характеристика детектора, т. е. зависимость постоянного напряжения на выходе детектора от частоты на входе детектора. Она должна быть симметрична относительно промежуточной частоты и линейна в пределах 75—100 *кгц* (для радиовещательных приемников).

Несимметричность и нелинейность характеристики устраняется подбором величин емкостей C_1, C_2 и сопротивлений R_3 и R_4, а также регулировкой связи между контурами. Характеристика дробного детектора подобна характеристике частотного детектора (рис. 262).

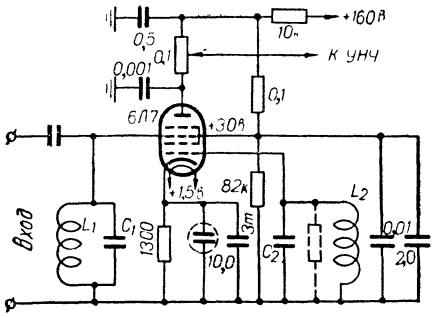


Рис. 265. Схема фазового детектора.

Фазовый детектор. Схема фазового детектора, пригодного для детектирования ЧМ сигналов, приведена на рис. 265. Достоинством этой схемы является простота в изготовлении и настройке.

Контуры L_1C_1 и L_2C_2 настраиваются на несущую частоту сигнала. Полоса пропускания контура L_2C_2 должна быть около 300 *кгц*. Иногда для получения необходимой полосы пропускания приходится шунтировать контур L_2C_2 сопротивлением 20—50 *ком*. Допустимая добротность контура может быть определена по формуле

$$Q \leqslant \frac{f_0}{0{,}3},$$

где f_0 — частота настройки контура (в *Мгц*). Для улучшения работы схемы емкость C_2 должна быть минимальной, но не меньше паразитных емкостей схемы.

Величина напряжения звуковой частоты на нагрузке детектора зависит от режима лампы (в основном от напряжения на экранной сетке), которое, в свою очередь, следует выбирать в зависимости от напряжения на входном контуре. Чем больше это напряжение, тем при большем напряжении на экранной сетке получается ограничение.

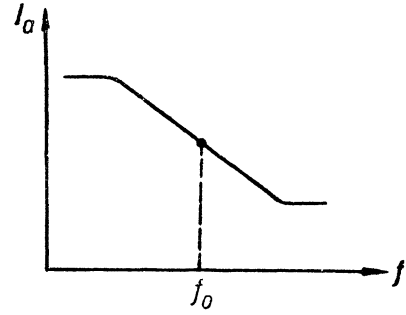


Рис. 266. Зависимость анодного тока от частоты в фазовом детекторе.

Налаживание фазового детектора по приборам. *Первый способ.* Сигнал от высокочастотного генератора напряжением 2—3 *в* подается на третью сетку лампы. В анодную цепь детектора включается миллиамперметр. Измеряется анодный ток при различных настройках контура L_2C_2 (частота генератора остается неизменной) и строится характеристика, показанная на рис. 266. Устанавливается настройка, соответствующая среднему значению тока.

Второй способ. На вход детектора подается сигнал, модулированный по амплитуде. На выходе включается высокоомный вольтметр переменного тока. Контур L_2C_2 настраивается по минимальному показанию вольтметра. В процессе настройки при подходе к резонансу выходное напряжение сначала будет расти, затем начнет уменьшаться, достигнет минимума и опять будет возрастать. Правильная настройка соответствует среднему минимуму.

Налаживание фазового детектора без приборов производится во время приема передачи. Входной контур настраивается по максимуму громкости. Настройку контура L_2C_2 лучше всего производить во время пауз в передаче, когда передатчик не модулируется. При настройке этого контура в резонанс фон передатчика будет слышен наиболее слабо.

§ 22. КОМБИНИРОВАННЫЕ АМ/ЧМ ПРИЕМНИКИ

Комбинированные АМ/ЧМ приемники предназначаются для приема радиовещательных программ с амплитудной модуляцией (АМ) в диапазонах ДВ, СВ и КВ и радиовещательных программ с частотной модуляцией (ЧМ) в диапазоне УКВ (64,5—73 *Мгц*).

Требования, предъявляемые к комбинированным приемникам, приведены в табл. 124.

Скелетные схемы комбинированных приемников. Несколько вариантов скелетных схем комбинированных приемников приведено на рис. 267. В схеме (рис. 267,*а*) на УКВ диапазоне применяется отдельный преобразователь частоты. При приеме на УКВ АМ детектор заменяется ЧМ детектором.

В схеме (рис. 267,*б*) нет отдельного высокочастотного канала на УКВ диапазоне. Это является недостатком схемы, так как требуется коммутация УКВ контуров. В этой схеме ведущая лампа дробного детектора используется в рефлексной схеме как предварительный УНЧ.

В схеме (рис. 267,*в*) для уменьшения излучения гетеродина применен каскад УВЧ. Лампа УВЧ используется одновременно как предварительный каскад УНЧ. При замене лампы 6Ж4 лампой 6К4 чувствительность приемника снижается вдвое.

В схеме (рис. 267,*г*) используются две лампы 6И1П. При приеме ЧМ сигналов триодная часть первой лампы используется в схеме преобразователя, а гептодная часть обеих ламп — в каскадах УПЧ. При приеме АМ сигналов триодная часть второй лампы 6И1П используется в схеме гетеродина, а гептодная часть второй лампы — в схеме УПЧ.

Скелетная схема АМ/ЧМ приемника с отдельным УКВ блоком показана на рис. 267,*д*. В этой схеме гептодная часть лампы 6И1П (преобразователя АМ канала) используется при приеме ЧМ сигналов в схеме УПЧ.

Входное устройство и УВЧ. Входные устройства УКВ диапазона обычно строятся так, чтобы к ним можно было подключать как обычную несимметричную антенну, так и антенну с двухпроводным фидером, причем предусматривается возможность подключения кабеля с волновым сопротивлением 75 и 300 *ом*. Для этого катушка связи с антенной должна быть симметричной, со средним отводом. Часто входной контур настраивается на среднюю частоту диапазона и при настройке на станцию не перестраивается. В этом случае полоса пропускания входного устройства должна быть равной ширине УКВ диапазона. Для лучшего подавления мешающих станций, работающих на зеркальных частотах, можно применять во входном устройстве полосовые фильтры с полосой пропускания 10—11 *Мгц*.

С целью получения минимального уровня шумов в УВЧ ЧМ канала используют триоды с большой крутизной (6Н3П и 6Н14П). Для повышения устойчивого усиления в каскаде УВЧ применяется нейтрализация.

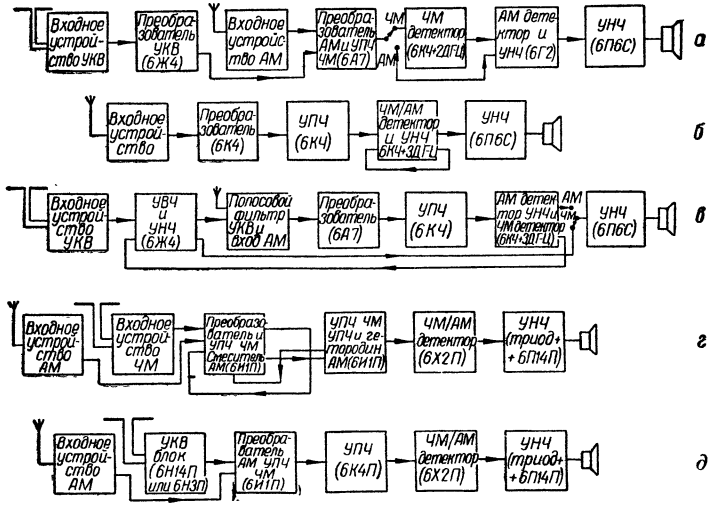


Рис. 267. Скелетные схемы комбинированных АМ/ЧМ приемников.

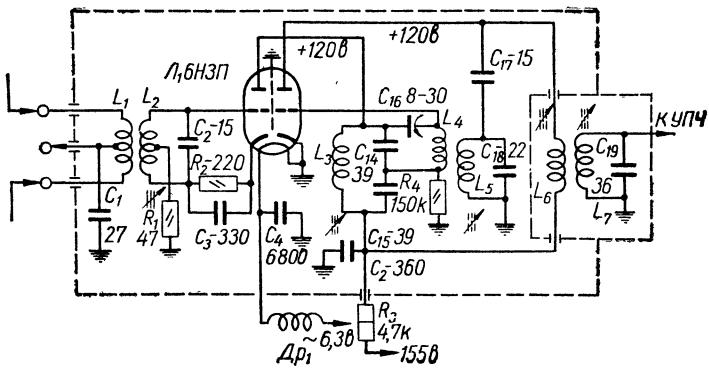


Рис. 268. Схема УКВ блока с индуктивной настройкой.

Входное устройство, УВЧ и преобразователь частоты для УКВ диапазона обычно выполняются в виде отдельного блока, элементы которого не используются при работе в других диапазонах. Это позволяет избежать коммутации в цепях УКВ тракта.

Практическая схема УКВ блока с индуктивной настройкой приведена на рис. 268. В этой схеме применена нейтрализация в каскаде УВЧ. Для

уменьшения взаимного влияния анодного контура УВЧ и контура гетеродина применена мостовая схема. Катушки анодного контура УВЧ и обратной связи гетеродина включены в диагонали моста.

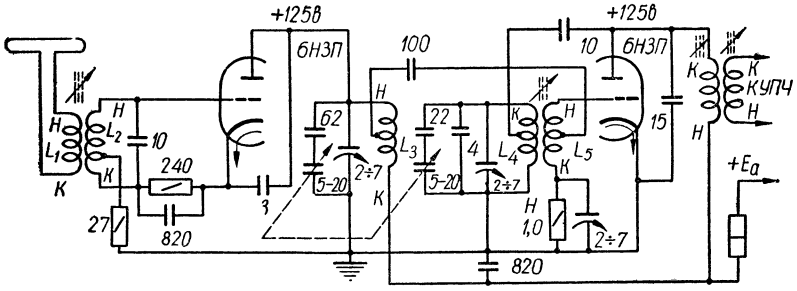


Рис. 269. Схема УКВ блока с емкостной настройкой.

На рис. 269 представлена схема УКВ блока с емкостной настройкой. В качестве элементов настройки могут быть использованы специальные секции выпускаемых в настоящее время блоков переменных конденсаторов.

Преобразователи частоты. В типовых УКВ блоках применяются одноламповые триодные преобразователи. Однако лучшие результаты можно получить при использовании отдельной лампы для гетеродина. Отдельный преобразователь для УКВ диапазона позволяет получить более высокую крутизну преобразования и более высокую стабильность частоты гетеродина, так как отсутствуют соединительные провода к переключателю.

В простейших комбинированных приемниках применяется одна лампа (6А7 или 6И1П) для преобразования на всех диапазонах.

Усилители промежуточной частоты. Требования, предъявляемые к комбинированному приемнику в отношении избирательности на УКВ диапазоне, могут быть выполнены при использовании в фильтрах ПЧ одиночных контуров. Однако с точки зрения удобства построения схемы в комбинированных приемниках лучше применять двухконтурные полосовые фильтры.

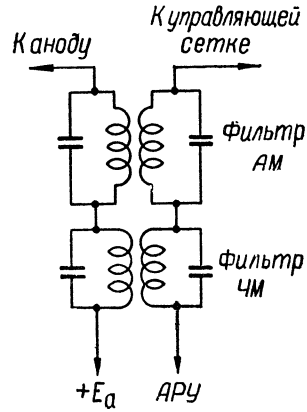


Рис. 270. Схема включения фильтров ПЧ в комбинированном приемнике

Если в приемнике используются типовые фильтры ПЧ на частоту 465 *кгц*, то фильтры ПЧ для ЧМ канала следует помещать в экраны и включать по схеме рис. 270. При таком включении не требуется изменять связь между контурами фильтра АМ канала для сохранения его полосы пропускания.

В УПЧ комбинированных приемников лучше применять комбинированные фильтры ПЧ на две промежуточные частоты. В этом случае лучше включать фильтр ЧМ канала ближе к аноду лампы УПЧ.

Частотные детекторы. В комбинированных АМ/ЧМ приемниках могут применяться обычные частотные детекторы (см. § 21 гл. XI), либо комбинированные АМ/ЧМ детекторы. Схема комбинированного детектора приведена на рис. 271.

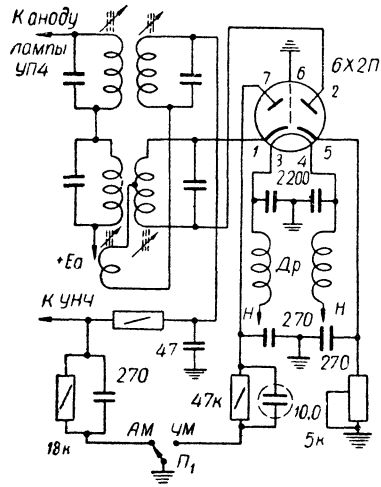


Рис. 271. Схема комбинированного АМ/ЧМ детектора.

Рефлексные схемы. Применение рефлексных схем на УКВ диапазоне более целесообразно, чем в диапазонах ДВ и СВ. Благодаря высокой промежуточной частоте (4—10 *Мгц*) облегчается разделение ВЧ и звуковых колебаний, что снижает частотные искажения на звуковых частотах. Паразитная амплитудная модуляция низкочастотным сигналом, возникающая в рефлексной схеме, подавляется частотным детектором.

Ведущую лампу дробного детектора удобно использовать одновременно в усилителе НЧ. В батарейных приемниках в качестве рефлексной ведущей лампы выгодно применять лампы 2П1П и 2П2П, имеющие наибольшую из всех батарейных ламп крутизну. Оконечные лампы можно использовать и в частотных детекторах сетевых приемников. В районах с высоким уровнем помех эту схему лучше не применять.

§ 23. ОСОБЕННОСТИ АВТОМОБИЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Требования, предъявляемые к автомобильным приемникам:

1) минимальные размеры и удобство размещения в автомобиле; 2) максимальная экономичность; 3) высокая механическая прочность и надежность в работе; 4) высокая стабильность настройки; 5) хорошая экранировка и 6) простота управления.

Радиоприем на автомобиле ведется на невысокую и малоэффективную антенну, поэтому чувствительность автомобильных приемников желательно иметь достаточно высокой. Однако повышение чувствительности приемника делает его более чувствительным к помехам.

Так как во время движения автомобиля напряженность поля принимаемых сигналов может изменяться в широких пределах, система АРУ всех автомобильных приемников должна хорошо работать.

Выходная мощность должна быть порядка 2—3 *вт*.

В автомобильных радиоприемниках, как правило, применяются лампы с косвенным накалом. Настраивают приемники в большинстве случаев ферровариометрами, что обеспечивает постоянство настройки при вибрациях.

Питание автомобильных приемников производится, как правило, от стартерных автомобильных аккумуляторов. Цепи накала ламп питаются непосредственно от аккумулятора, а анодные цепи — от преобразователей постоянного напряжения (§ 8 гл. XIV).

Методы подавления помех радиоприему в основном следующие:

1) ослабление паразитных колебаний в цепях высокого напряжения системы зажигания включением подавительных (демпфирующих) сопротивлений;

2) рациональный монтаж цепей зажигания;

3) тщательная «металлизация» автомобиля; соединение отдельных узлов медными перемычками;

4) включение фильтров в цепи источников помех;

5) экранировка источников помех;

6) удаление приемника от двигателя;

7) выбор для установки антенны места с минимальным уровнем помех;

8) включение в цепи питания приемника (от бортсети) высокоэффективных фильтров;

9) тщательная экранировка всего приемника и антенного фидера (ввода);

10) ограничение чувствительности приемника и сужение полосы пропускания.

§ 24. ПРИЕМНИКИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

Современные радиовещательные приемники могут быть полностью переведены на полупроводниковые триоды, так как выпускаемые в настоящее время триоды могут работать в области всех рабочих частот радиовещательного приемника.

В приемниках на полупроводниковых триодах могут быть получены такие же качественные показатели, как и в ламповых приемниках.

Так как на низких частотах можно получить большее усиление, то при построении схемы приемника на полупроводниковых триодах выгодно перераспределять усиление между высокочастотными (УВЧ и УПЧ) и низкочастотными каскадами так, чтобы значительная часть общего усиления приходилась на УНЧ. Поэтому выгодно применять триодное детектирование, которое может осуществляться при малых уровнях сигнала.

Усилители высокой частоты в приемниках на полупроводниковых триодах собираются по схеме резонансных УВЧ. В УВЧ (так же, как и в УНЧ) точечные триоды включаются по схеме с заземленным основанием (рис. 272,*а*), а плоскостные — по схеме с заземленным основанием (рис. 272,*а*) и заземленным эмиттером (рис. 272,*б*, *в*). Предпочтение следует отдавать плоскостным триодам, которые работают более устойчиво и имеют более низкий уровень шумов.

Смещение на основание триода, включенного по схеме с заземленным эмиттером, при общем источнике питания задается делителем напряжения R_1 — R_2 при определенной величине сопротивления R_3 (рис. 272,*б*). В этом случае удовлетворительно осуществляется температурная стабилизация (см. § 17 гл. X). Величина смещения подбирается так, чтобы ток коллектора был около 1 *ма* (для плоскостных триодов).

Для компенсации влияния проходной емкости триода, которое может привести к самовозбуждению УВЧ, можно применять нейтрализацию каскада с помощью конденсатора $C_н$ (рис. 272,*б*) Необходимая емкость этого

конденсатора зависит от выходной емкости триода и коэффициента трансформации ВЧ трансформаторов (L_1L_2 и L_3L_4). Обычно величина $C_н$ выбирается от 5 до 300 *пф*. Необходимая фаза нейтрализующего напряжения устанавливается переключением концов катушек L_2 или L_3.

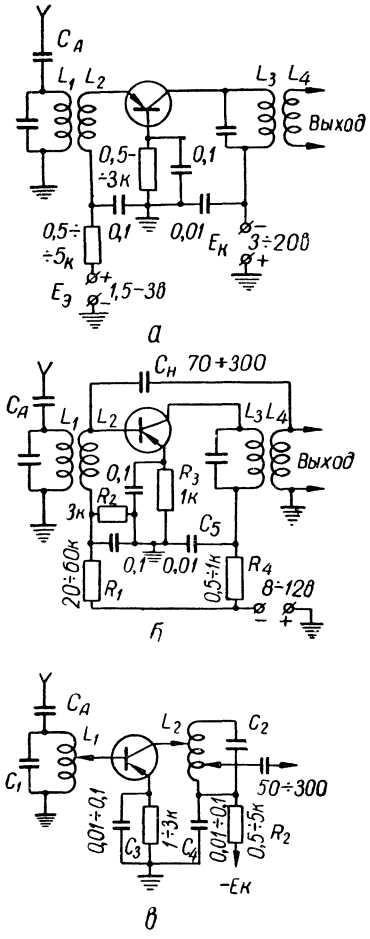


Рис. 272. Схема резонансных усилителей на полупроводниковых триодах.

Для повышения устойчивости УВЧ следует экранировать контуры и включать развязывающие фильтры (R_4C_5 на рис. 272,*б* и R_2C_4 на рис. 272,*в*).

Для того чтобы уменьшить шунтирование анодного контура входным сопротивлением последующего каскада, следует применять трансформаторную (рис. 272,*а* и *б*) или автотрансформаторную (рис. 272,*в*) связь с последующим каскадом. С целью уменьшения влияния выходного сопротивления триода на контур применяют неполное включение контура в цепь коллектора (рис. 272,*в*). Междукаскадное согласование лучше производить на наибольшей частоте поддиапазона. Согласование входного контура с УВЧ производится путем выбора оптимальной связи.

Преобразователи частоты. Смесители могут быть выполнены как на диоде, так и на триоде. Во втором случае обеспечивается значительно большее усиление. Режим смесителя выбирается таким образом, чтобы рабочая точка находилась в области наиболее нелинейного участка входной характеристики. При этом ток эмиттера должен составлять доли миллиампера.

Величина амплитуды напряжения гетеродина подбирается экспериментально и лежит обычно в пределах 1—2 *в*. Напряжения сигнала и гетеродина могут подаваться на один и тот же электрод (рис. 273,*б*) или на разные электроды (рис. 273,*а*).

Входные и выходные сопротивления триода в режиме преобразования частоты значительно выше, чем у триода, работающего в режиме усиления, поэтому необходимо согласование преобразовательного каскада с УВЧ и УПЧ. Эти каскады согласуются так же, как и каскады УВЧ.

Преобразовательный каскад может быть выполнен на одном триоде вместе с гетеродином (рис. 274).

К гетеродинам, собранным на полупроводниковых триодах, предъявляются те же требования, что и к гетеродинам на электронных лампах. Кроме того, гетеродин должен обеспечивать достаточную для работы преобразователя мощность. Следует помнить, что нагрузкой гетеродина является сравнительно малое входное сопротивление триода-смесителя.

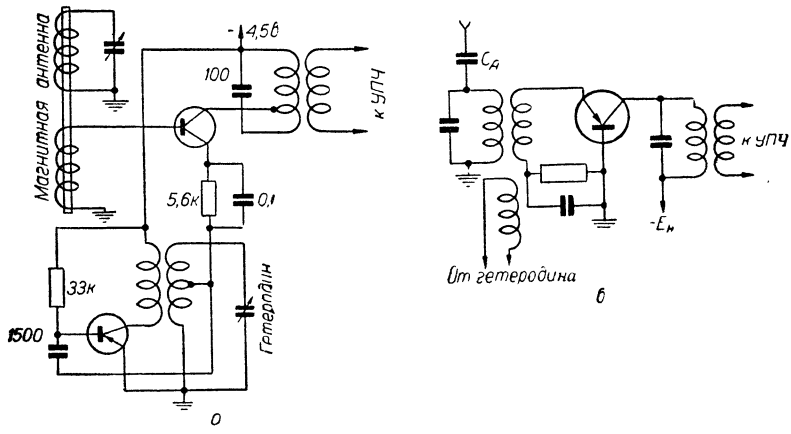


Рис. 273. Схемы преобразователей с отдельным гетеродином.

Гетеродины могут быть собраны на точечных и на плоскостных триодах. Преимуществом точечных триодов в данном случае является возможность применения схем, использующих отрицательное входное сопротивление точечного триода. В то же время плоскостные триоды могут работать в схемах гетеродинов при более низких напряжениях источников питания (например, 1 *в* вместо 10 *в* для точечных триодов).

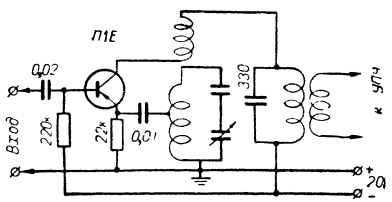


Рис. 274. Схема преобразователя на одном полупроводниковом триоде.

Стабильность частоты гетеродинов на полупроводниковых триодах достигается правильным выбором величины обратной связи и связи контура с триодом. Неполное включение контура выгодно с точки зрения уменьшения влияния собственных емкостей триода на частоту.

Схемы гетеродинов на точечных триодах приведены на рис. 275. Степень обратной связи в схемах рис. 275,*б* и 275,*в* регулируется сопротивлением в цепи основания. На рис. 276 и 277 показаны схемы гетеродинов на плоскостных триодах.

Усилители промежуточной частоты. В УПЧ, как правило, применяются плоскостные триоды, включаемые по схеме с заземленным эмиттером. Предельная частота триода должна быть гораздо выше промежуточной частоты.

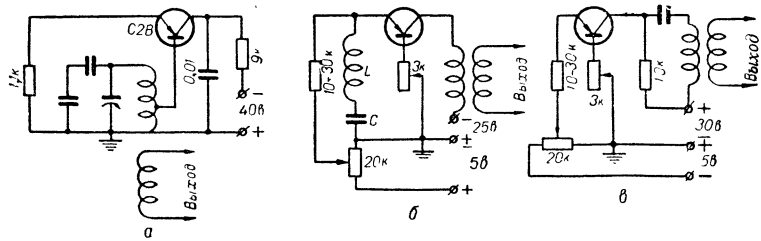


Рис. 275. Схемы гетеродинов на точечных триодах:
а — с параллельным контуром в цепи основания; *б* — с последовательным контуром в цепи эмиттера; *в* — с последовательным контуром в цепи коллектора.

Соображения по выбору промежуточной частоты, относящиеся к ламповым приемникам, остаются в силе и для приемников на полупроводниковых триодах.

При согласовании входных и выходных сопротивлений триодов резонансными контурами (см. стр. 426) добротность этих контуров заметно снижается. Поэтому следует применять контуры с высокой добротностью. Так

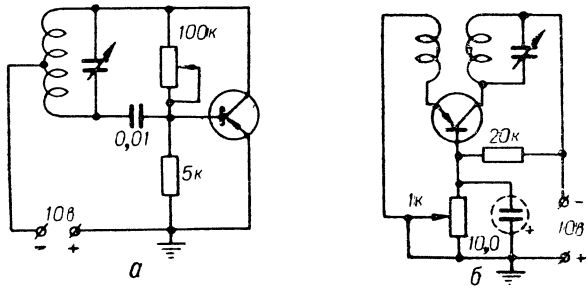


Рис. 276. Схемы гетеродинов на плоскостных триодах:
а — с автотрансформаторной связью; *б* — с трансформаторной связью.

как в приемнике на полупроводниковых триодах требуется большее число каскадов УПЧ, чем в ламповом, при одинаковом усилении, то для получения одинаковой избирательности можно использовать одиночные контуры. Чаще всего применяется неполное включение контуров, что позволяет сузить полосу пропускания, уменьшить расстройку контуров при изменении параметров триода и обеспечить согласование.

Схемы УПЧ подобны схемам УВЧ. В усилителях с полупроводниковыми триодами на частоте 465 *кгц* можно получить усиление на один каскад от 20 до 30 *дб*.

Каскодные схемы позволяют повысить устойчивость каскадов УВЧ и УПЧ. Особенностью каскодных схем является отсутствие обратной связи через проходную емкость. Поэтому можно выполнять усилители на полупроводниковых триодах без цепей нейтрализации, что упрощает настройку усилителей. Вследствие разброса величин проходных емкостей, зависимости их от напряжения источника питания и режима триода, в усилителях с нейтрализацией необходимо тщательно подбирать элементы цепей нейтрализации для каждого конкретного триода.

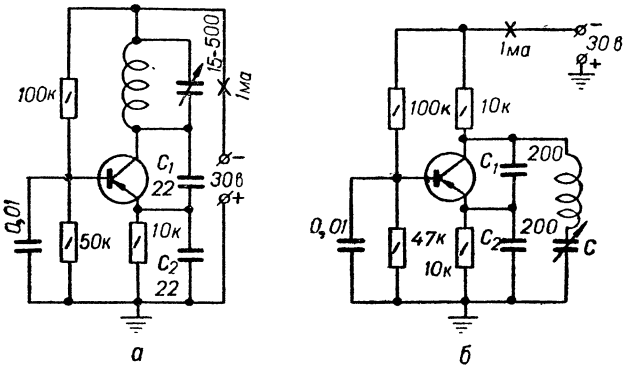


Рис. 277. Схемы гетеродинов на плоскостных триодах с емкостной связью:

а — первый вариант; *б* — второй вариант.

На рис. 278 приведена принципиальная схема каскодного включения триодов. Первый каскад выполнен по схеме с заземленным эмиттером, его нагрузкой является входное сопротивление второго каскада, собранного по схеме с заземленным основанием. На рис. 279 приведены аналогичные схемы. В схеме рис. 279,*а* триоды включены последовательно по питанию, в схеме на рис. 279,*б*— параллельно. Использование первой схемы (рис. 279,*а*) позволяет экономить энергию источников питания, однако ее нельзя принять в приемниках с низковольтным питанием. Вторая схема (рис. 279,*б*) потребляет бо́льшую мощность, но требует меньшего напряжения питания и обеспечивает более глубокую АРУ.

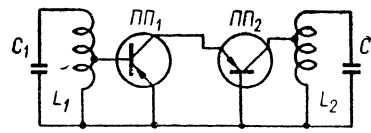


Рис. 278. Упрощенная схема каскодного включения триодов.

В зависимости от типа каскада, в котором применяется каскодная схема, режим триодов может быть различным, однако всегда желательно иметь большее напряжение между коллектором и эмиттером второго триода. Величина тока триодов определяется их типом и составляет 0,5÷2,5 *ма*. Режим триодов в схемах рис. 279 устанавливается подбором сопротивлений R_1 и R_2.

Применение каскодной схемы позволяет повысить максимальное устойчивое усиление каскада. Например, на частоте 465 *кгц* на триодах П6 можно получить усиление до 2500 (с основания первого триода на коллектор второго), а на триодах П401 — до 4000.

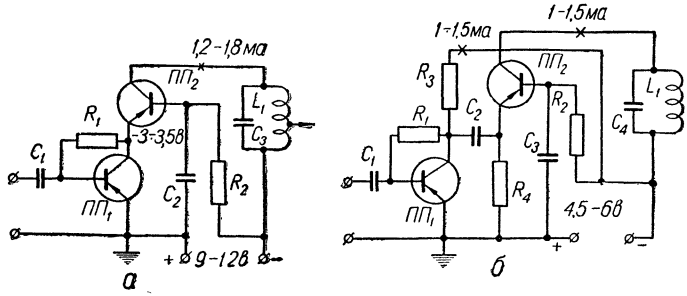


Рис. 279. Схемы каскодного включения триодов в усилителях ВЧ и ПЧ.

Каскодную схему можно применять и в преобразователях частоты. При этом один из триодов работает преобразователем (на рис. 280 — первый), а второй — усилителем ВЧ или ПЧ. При использовании триодов с высокой граничной частотой (например, П401) рациональнее на первом триоде собирать схему УВЧ.

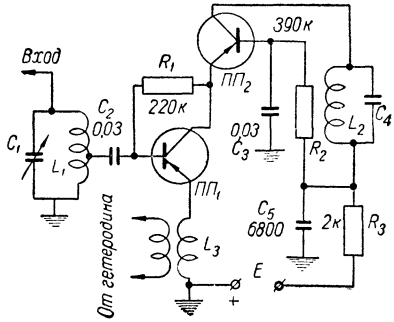


Рис. 280. Каскодная схема преобразователя и УПЧ.

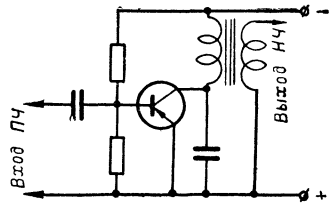


Рис. 281. Схема детектора на полупроводниковом триоде.

Детектирование. Для детектирования напряжения промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках или напряжения высокой частоты в приемниках прямого усиления в большинстве случаев выгодно применять триодные детекторы (рис. 281), для детектирования сильных сигналов можно применять и диодные (рис. 282).

Преимущества триодного детектора по сравнению с диодным: 1) более высокая чувствительность; 2) значительное усиление по мощности (в схеме с заземленным эмиттером до 20 *дб* по отношению к мощности модуляции); 3) бо́льшая мощность выпрямленного тока, что важно при осуществлении АРУ.

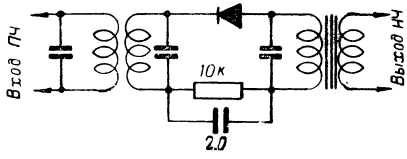


Рис. 282. Схема детектора на полупроводниковом диоде.

Для согласования выходного сопротивления детектора с низким входным сопротивлением УНЧ можно применять трансформаторную связь (рис. 281).

Автоматическая регулировка усиления. В большинстве случаев усилением полупроводникового триода управляют изменением постоянного смешения на эмиттер относительно основания. В этом случае уменьшается мощность, потребляемая от источника управляющего напряжения. Источником управляющего напряжения является детектор.

Простейшая схема АРУ приведена на рис. 283. Недостатком этой схемы является то, что при изменении регулирующего напряжения меняется входное сопротивление триода, а это изменяет полосу пропускания.

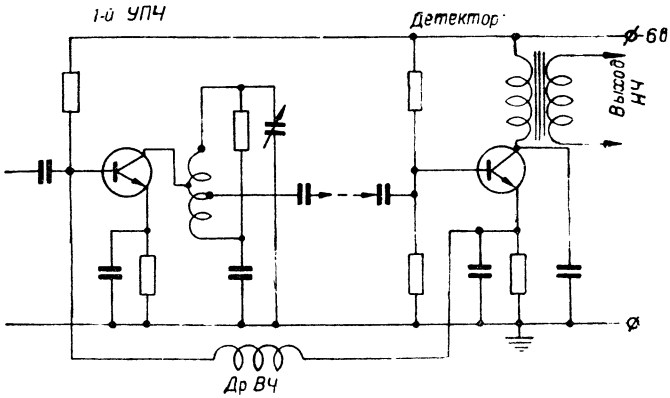


Рис. 283. Простейшая схема АРУ.

На рис. 284 приведена схема АРУ с компенсацией изменения входного сопротивления триода. Для компенсации используется кремниевый диод $Д_1$, подключенный параллельно входу триода через конденсаторы. Управляющее напряжение подается одновременно на диод и на эмиттер триода. Компенсация происходит вследствие того, что при правильном выборе полярности включения диода закон изменения его входного сопротивления в зависимости от управляющего напряжения будет обратным закону изменения входного сопротивления триода.

В такой схеме для питания кремниевого диода требуется дополнительная мощность от источника управляющего напряжения.

Источники питания. Большинство каскадов приемника (за исключением оконечного и частично предоконечного) могут работать при напряжении источника питания около 3 *в*. Для оконечных каскадов лучше применять более высокие напряжения питания.

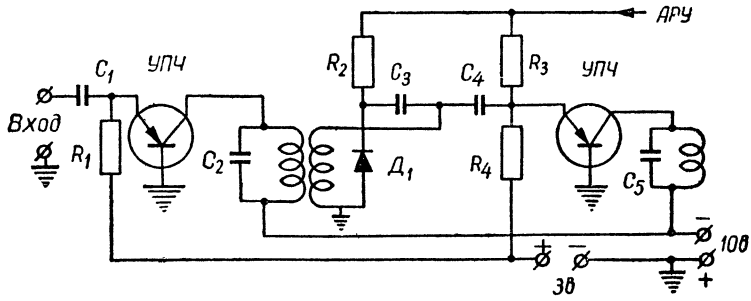


Рис. 284. Схема АРУ с постоянной полосой пропускания УПЧ.

Если в оконечных каскадах применяются мощные триоды, работающие в режиме класса *В*, то для питания этих каскадов лучше применять отдельные источники питания.

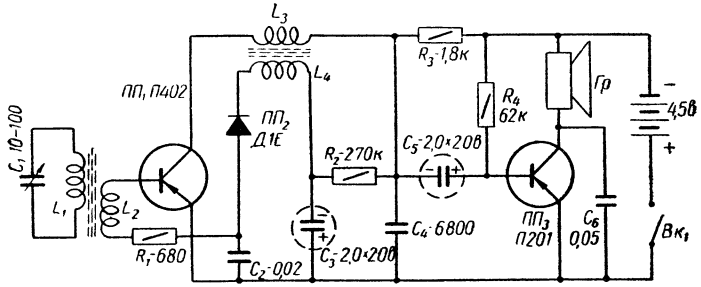


Рис. 285. Схема карманного приемника 1-V-2.

Практические схемы приемников. Схема карманного приемника на полупроводниковых триодах приведена на рис. 285. Диапазон приемника от 550 до 1800 *м*. В приемнике один настраивающийся контур, образованный индуктивностью ферритовой антенны L_1 и подстроечным конденсатором КПК-2 емкостью 10 — 100 *пф*.

Первый триод используется в рефлексной схеме в качестве УВЧ и предварительного УНЧ.

Ферритовая антенна выполнена на стержне из феррита Ф-600 длиной 118 *мм* и диаметром 8 *мм*. Катушка L_1 содержит 320, катушка L_2 — 40 вит-

ков провода ПЭШО 0,1—0,15. Катушка L_2 наматывается на бумажном кольце, перемещением которого подбирается связь с антенной.

Высокочастотный трансформатор L_3L_4 выполнен на кольце из феррита Ф-600 с внешним диаметром 9 *мм*. Катушка L_3 содержит 100, катушка L_4 — 300 витков провода ПЭЛ 0,08.

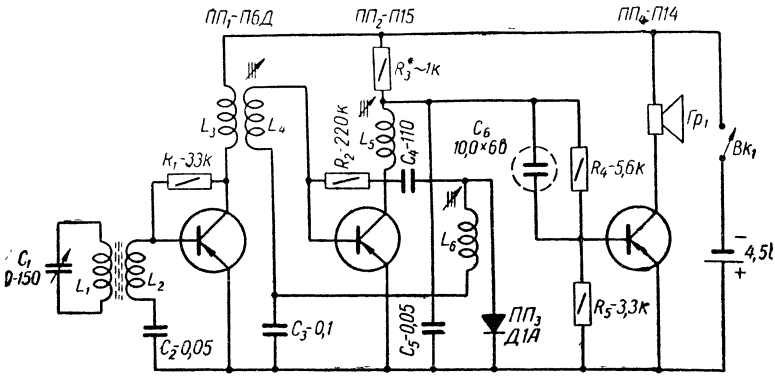


Рис. 286. Схема карманного приемника 2-V-2.

Схема приемника на трех полупроводниковых триодах приведена на рис. 286. Диапазон приемника от 650 до 1750 *м*. Второй триод используется в рефлексной схеме как второй каскад УВЧ и предварительный УНЧ.

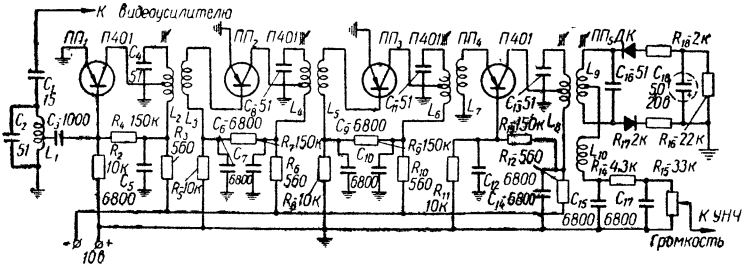


Рис. 287. Схема УПЧ 6,5 *Мгц*.

Катушка L_1 (ферритовая антенна) наматывается на ферритовом стержне диаметром 7 *мм* длиной 100 *мм* и состоит из 300 витков провода ПЭШО 0,15, катушка L_2 (подвижная) — из 12 витков провода ПЭВ 0,35. Трансформатор L_3L_4 и дроссели L_5 и L_6 выполнены на ферритовых кольцах с наружным диаметром 10 *мм*. Дроссели содержат по 300—500 витков провода ПЭВ 0,1. Обмотка L_3 содержит 300 витков провода ПЭВ 0,1, обмотка L_4 — 60 витков провода ПЭВ 0,25.

От величины сопротивления R_3 в большой степени зависит громкость и качество приема, поэтому при налаживании приемника это сопротивление удобно заменить переменным сопротивлением 5—10 *ком*.

На рис. 287 приведена схема УПЧ звукового канала (6,5 *Мгц*) для телевизионного приемника, выполненного по одноканальной схеме (см. гл. XII). Последний каскад работает в режиме ограничения амплитуды. Общая полоса пропускания усилителя —350 *кгц*. Дробный детектор выполнен по схеме, аналогичной схеме дробного детектора телевизора «Рубин».

Все катушки намотаны на каркасах диаметром 9 *мм* проводом ПЭЛШО 0,18. Катушка L_1 состоит из 10 + 25 витков, катушки L_2, L_4, L_6 — 25 + + 10 витков, катушка L_3— 10 витков (наматывается на L_2), катушка L_5— 10 витков (наматывается на L_4), катушка L_7— 7 витков (наматывается на L_6), катушка L_8— 28 + 14 витков, катушка L_9— 14 × 2 витков (в 2 провода на расстоянии 3 *мм* от L_8) и катушка L_{10}—10 витков (наматывается на L_8).

§ 25. ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

1. **Номинальную выходную мощность** P (в *ва*) проверяют по формуле

$$P = \frac{U_2}{Z},$$

где U — напряжение на звуковой катушке громкоговорителя, соответствующее номинальной выходной мощности (в *в*),

Z — полное сопротивление звуковой катушки громкоговорителя на частоте 400 *гц* (в *ом*).

Чтобы определить номинальную мощность, на гнезда звукоснимателя подают напряжение частотой 400 *гц* от генератора звуковой частоты (звуковой генератор). Величина подаваемого напряжения должна соответствовать чувствительности с гнезд звукоснимателя. При помощи регулятора громкости устанавливают напряжение на звуковой катушке, соответствующее номинальной мощности.

Величина коэффициента нелинейных искажений выходного напряжения, измеренная измерителем нелинейных искажений любой системы, не должна превышать нормы (табл. 124).

2. **Уровень фона приемника** проверяют измерением напряжения фона на звуковой катушке громкоговорителя.

При измерениях уровня фона гнезда звукоснимателя приемника должны быть замкнуты накоротко, а регулятор громкости должен находиться в положении максимального усиления.

Отношение замеренного напряжения фона к напряжению, соответствующему номинальной мощности, выраженное в децибелах, является показателем уровня фона приемника.

3. **Чувствительность приемника с гнезд звукоснимателя** проверяют измерением напряжения частоты 400 *гц* от генератора звуковой частоты, которое подается на гнезда звукоснимателя и при котором на звуковой катушке громкоговорителя развивается напряжение, соответствующее номинальной мощности. Регулятор громкости при этом должен находиться в положении максимального усиления.

4. **Чувствительность приемника со входа** определяют подачей на гнезда «антенна — земля» приемника через всеволновой эквивалент антенны напряжения от генератора стандартных сигналов (ГСС), модулированного частотой 400 *гц* при глубине модуляции 30%, при котором на выходе (на звуковой катушке громкоговорителя или на первичной обмотке выходного трансформатора) развивается напряжение, соответствующее 0,1 номинальной мощности. Приемник точно настраивают на частоту сигнала по максимальному напряжению на выходе или по индикатору настройки.

Регулятор громкости должен находиться в положении, обеспечивающем отношение напряжения сигнала на выходе к напряжению шумов (при снятой с сигнала модуляции) не ниже 20 *дб*.

Регулятор (регуляторы) тембра и регулятор полосы частот должны находиться в положении, соответствующем самой узкой полосе (при ослабленном воспроизведении высоких и низких звуковых частот).

Напряжение ГСС, выраженное в микровольтах, является показателем чувствительности приемника.

Измерения производят в трех точках каждого диапазона частот, причем две крайние проверяемые точки должны находиться на 10—20% от начала и конца каждого диапазона.

Схема и данные всеволнового эквивалента антенны приведены на рис. 288.

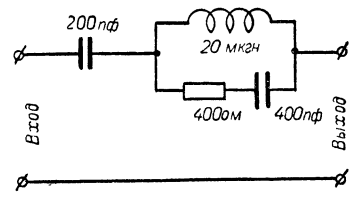


Рис. 288. Схема всеволнового эквивалента антенны.

5. **Избирательность** (ослабление соседнего канала) определяют путем подачи на вход приемника через эквивалент антенны напряжения от ГСС, модулированного частотой 400 *гц*, с глубиной модуляции 30%, при котором на выходе приемника развивается напряжение, соответствующее 0,1 номинальной мощности. Приемник точно настраивают на частоту сигнала по максимальному напряжению на выходе при узкой полосе воспроизводимых частот или по индикатору настройки. Регулятор громкости должен находиться в таком положении, при котором обеспечивается отношение напряжения сигнала к напряжению шумов (при снятой с сигнала модуляции) не ниже 20 *дб*. Затем, не изменяя настройки приемника, расстраивают ГСС на 10 *кгц* в обе стороны от частоты точной настройки и аттенюатором ГСС устанавливают такое напряжение на входе приемника, при котором на его выходе опять получается напряжение, соответствующее 0,1 номинальной мощности.

Отношение напряжения ГСС при точной настройке к напряжению при расстройке на $+10$ и на -10 *кгц*, выраженное в децибелах, является показателем избирательности.

6. **Ширину полосы пропускания** по высокой и промежуточной частоте проверяют в соответствии с п. 5, но ГСС расстраивают в обе стороны от частоты точной настройки настолько, чтобы напряжение от ГСС, необходимое для получения напряжения на выходе приемника, соответствующего 0,1 номинальной мощности, при расстройке было в два раза (на 6 *дб*) больше напряжения ГСС при точной настройке. Разность частот ГСС при увеличении и уменьшении частоты, выраженная в килогерцах, является показателем ширины полосы пропускания.

7. **Ослабление зеркального канала** определяют в соответствии с п. 5, но при расстройке ГСС на величину двойного значения промежуточной

частоты в сторону больших частот — при частоте гетеродина выше принимаемой и в сторону меньших частот — при частоте гетеродина ниже принимаемой. Отношение напряжения ГСС при точной настройке к напряжению при расстройке, выраженное в децибелах, является показателем ослабления зеркального канала. Измерения должны производиться на самой высокой частоте каждого из диапазонов.

8. **Ослабление сигнала промежуточной частоты** проверяют путем подачи на вход приемника напряжения от ГСС в соответствии с п. 5. Затем устанавливают на ГСС промежуточную частоту и аттенюатором ГСС устанавливают такое напряжение на входе приемника, при котором на выходе приемника получается напряжение, соответствующее 0,1 номинальной мощности.

Отношение напряжения сигнала промежуточной частоты к напряжению принимаемой частоты, выраженное в децибелах, является показателем ослабления сигнала промежуточной частоты. Измерения должны производиться на частотах, наиболее близких к промежуточной частоте, в частности, при $f_{пр}$ = 465 *кгц* — на частотах 410 и 520 *кгц*.

9. **Частотную характеристику всего тракта усиления** (кривая верности) приемника определяют путем подачи на вход приемника через эквивалент антенны напряжения от ГСС, которое модулируется от внешнего звукового генератора. Приемник точно настраивают на частоту сигнала по максимальному напряжению на выходе при узкой полосе воспроизводимых частот по индикатору настройки. Глубину модуляции поддерживают постоянной, равной 30% при любой модулирующей частоте. Регулятор громкости устанавливают в такое положение, при котором на выходе приемника получается напряжение, соответствующее мощности 0,1 *ва* или номинальной мощности, если она ниже 0,1 *ва*. Частоту модуляции изменяют в пределах 50—10 000 *гц*.

Кривая зависимости напряжения на выходе от частоты модуляции является частотной характеристикой всего тракта усиления приемника. По частотной характеристике определяют неравномерность (в децибелах) в границах заданных частот.

Характеристики снимаются в крайних положениях регуляторов тембра.

10. **Действие автоматической регулировки усиления** (АРУ) проверяют подачей на вход приемника через эквивалент антенны напряжения от ГСС равного 0,01 *в*, модулированного частотой 400 *гц*, при глубине модуляции 30%. Регулятор громкости при этом устанавливают в такое положение, при котором на выходе приемника получается напряжение, соответствующее номинальной мощности. Затем напряжение ГСС уменьшают в число раз, указанное в табл. 124. Отношение напряжений на выходе приемника при максимальном и минимальном напряжениях на входе, выраженное в децибелах, характеризует действие АРУ.

Измерять следует на частоте 1000 *кгц*.

11. **Уход частоты гетеродина от самопрогрева** определяют измерением частоты гетеродинным волномером. Первый замер делают через 5 мин. после включения, второй — через 15 мин. Связь волномера с гетеродином приемника должна быть слабой.

Разность частот гетеродина в килогерцах при первом и втором замере характеризует стабильность работы приемника при самопрогреве. Измерения должны производиться в точках, соответствующих наиболее высокой частоте каждого из диапазонов.

ГЛАВА XII

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

§ 1. ПРИНЦИП ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Телевидением называется способ передачи и приема на расстоянии движущихся изображений с помощью электрических сигналов.

Основной принцип телевизионной передачи изображений заключается в следующем: подлежащее передаче изображение раскладывается на отдель-

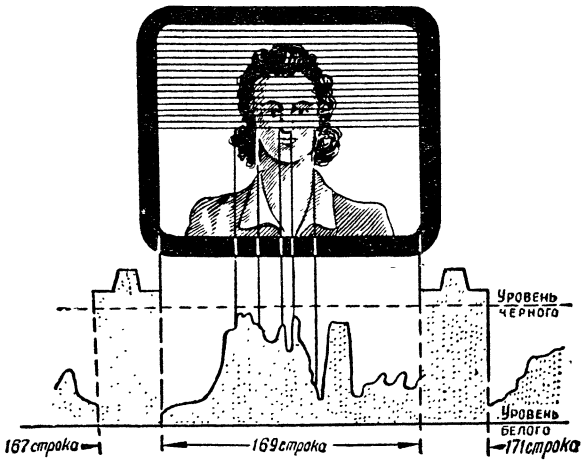


Рис. 289. Форма телевизионного сигнала после детектора за время передачи одной строки.

ные элементы, световой сигнал от каждого элемента превращается в электрический. Эти сигналы после усиления модулируют телевизионный передатчик, который и излучает колебания в эфир. В приемнике сигналы изображения выделяются и воспроизводятся на экране приемной телевизионной трубки. Порядок, в котором будут переданы сигналы от различных

элементов изображения, не играет существенной роли. Можно, например, передать сигналы от всех элементов изображения сразу, одновременно (одновременная система передачи) или последовательно в определенном порядке. Необходимо только, чтобы порядок воспроизведения элементов изображения в приемнике был такой же, как и порядок их передачи.

В настоящее время в телевизионной технике применяется только способ последовательной передачи, в основном, способ строчного разложения (развертки), при котором электронный луч прочерчивает строки, например, слева направо и сверху вниз. Во время этого процесса сигнал изменяется вдоль строки в зависимости от освещенности отдельных частей передаваемого объекта (рис. 289). Развертка изображения должна производиться настолько быстро, чтобы восприятие изображения сохранялось глазом до тех пор, пока не будет построчно передан весь кадр. При этом в силу некоторых причин (в частности, для устранения фона) необходимо, чтобы частота повторения кадров была кратна частоте переменного тока промышленной сети, питающей передающее и приемное устройство, т. е. 25, 50 *гц* и т. д.

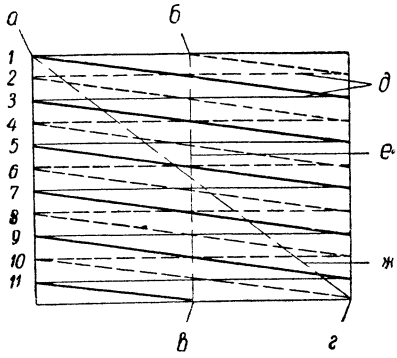


Рис. 290. Ход луча при чересстрочной развертке:

а — начало нечетного первого полукадра; *б* — начало четного второго полукадра; *в* — конец первого полукадра; *г* — конец второго полукадра; *д* — обратный ход по горизонтали; *е* — обратный ход по вертикали после первого полукадра; *ж* — обратный ход по вертикали после второго полукадра.

При 25 кадрах в секунду еще заметно мелькание изображения, а при большем числе кадров, например 50, необходимо соответственно увеличить ширину спектра передаваемых частот, что вносит значительные усложнения в схему. Поэтому в настоящее время главным образом применяется система чересстрочной развертки (рис. 290), при которой сначала передаются, например, все четные строки (первый полукадр), а затем все нечетные (второй полукадр). В этом случае частота мельканий увеличивается в два раза по сравнению с обычной (прогрессивной) разверткой, и поэтому для глаза мелькания становятся незаметными.

Для строгого согласования процессов в передающем и приемном устройствах в канал телевизионной передачи, кроме сигналов изображения, вводятся дополнительные синхронизирующие сигналы.

§ 2. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ТЕЛЕВИЗИОННОМ СТАНДАРТЕ СССР

1) Число строк разложения — 625;
2) формат кадра (отношение высоты к ширине) — 3/4;
3) число элементов разложения изображения — около 500 000;
4) система развертки — чересстрочная, слева направо и сверху вниз;

5) число полных кадров, передаваемых в одну секунду,— 25 (соответственно число полукадров —50);

6) полоса частот, занимаемая телевизионным сигналом,— 6,25 *Мгц*;

7) разность несущих частот передатчика изображения и передатчика звука— 6,5 *Мгц*;

8) полная ширина спектра телевизионного сигнала в эфире — 8 *Мгц* (рис. 291);

9) число радиоканалов телевещания— 12 (табл. 125);

10) модуляция передатчика изображения (видеопередатчика) — амплитудная с неполным подавлением нижней боковой полосы, способ изменения сигнала изображения в зависимости от изменения яркости — негативный (самому светлому месту изображения — «уровню белого» — соответствует наименьшая величина сигнала);

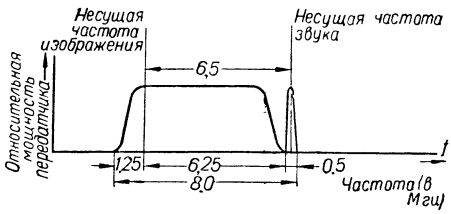


Рис. 291. Спектр частот, занимаемый телевизионным сигналом.

11) модуляция передатчика звукового сопровождения — частотная, с максимальным отклонением частоты $\Delta f_{зв} = 75$ *кгц*.

Таблица 125

Характеристики телевизионных каналов

Канал	Полоса занимаемых частот (в *Мгц*)	Несущая частота изображения (в *Мгц*)	Несущая частота звука (в *Мгц*)
I	48,5—56,5	49,75	56,25
II	58,0—66,0	59,25	65,75
III	76,0—84,0	77,25	83,75
IV	84,0—92,0	85,25	91,75
V	92,0—100	93,25	99,75
VI	174—182	175,25	181,75
VII	182—190	183,25	189,75
VIII	190—198	191,25	197,75
IX	198—206	199,25	205,75
X	206—214	207,25	213,75
XI	214—222	215,25	221,75
XII	222—230	223,25	229,75

На рис. 292 представлена форма телевизионного сигнала. Все параметры сигнала даны в зависимости от длительности периода строчной развертки $T_с$ и полукадровой развертки $T_к$. Как видно из рисунка, 75% амплитуды сигнала предназначено для передачи собственно изображения, остальные 25% выше «уровня черного» отводятся для синхронизирующих импульсов. Из всего времени, предназначенного для передачи изображения, 7—8% занимают импульсы, управляющие кадровой разверткой, и примерно 18% — импульсы, управляющие строчной разверткой. Таким образом,

около 25% времени передачи сигнала для изображения оказываются «потерянными». В соответствии с этим реальная четкость изображения не превышает 400 000 элементов.

Кроме видеосигнала, синхронизирующих кадровых и строчных импульсов, телевизионный сигнал содержит гасящие строчные и кадровые

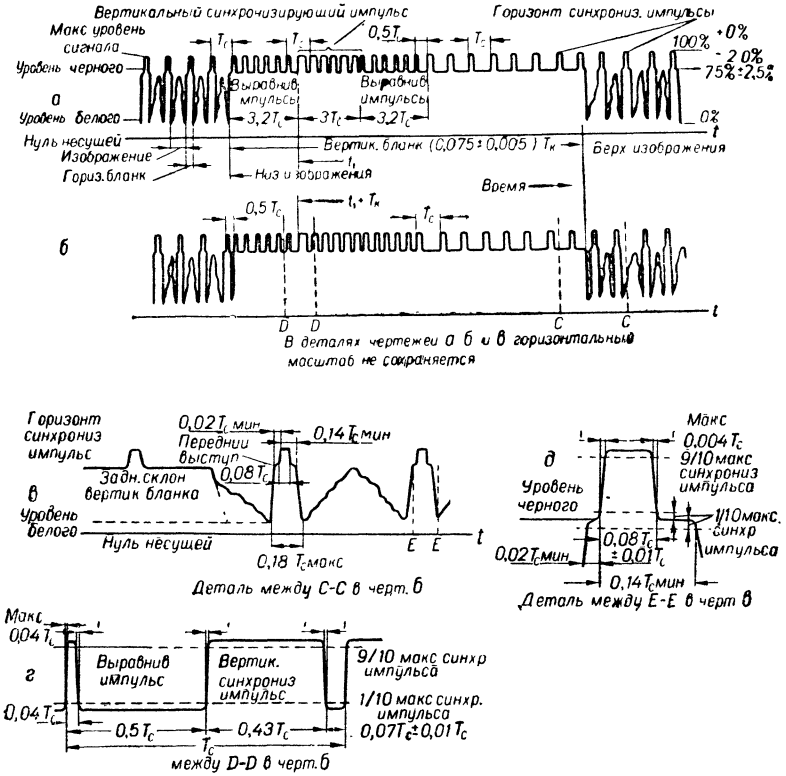


Рис. 292. Форма телевизионного сигнала:

а — форма сигнала для первого полукадра; *б* — форма сигнала для второго полукадра; *в*, *г*, *д* — отдельные детали сигнала.

импульсы (бланки), имеющие строго одинаковую величину «уровня черного» и предназначенные для запирания приемной трубки во время обратного хода луча в приемнике, а также для передачи «средней составляющей», т. е. фиксации «уровня черного» с целью правильного воспроизведения средней освещенности изображения (см. стр. 460).

Для непрерывной подачи строчных синхронизирующих импульсов в кадровом синхронизирующем импульсе производятся вырезки с таким расчетом, чтобы использовать для синхронизации передний фронт широ-

кого импульса, следующего за вырезкой. Из рис. 292 видно, что полукадровые синхронизирующие импульсы при прорезании получаются неодинаковыми. Между последним строчным синхронизирующим импульсом в нечетном полукадре и началом первого полукадрового импульса интервал времени равен длительности половины одной строки (рис. 292,*б*), а между последним строчным импульсом в четном полукадре и началом второго полукадрового импульса этот интервал равен длительности целой строки (рис. 292,*а*). Такая асимметрия приводит на практике к нарушению кадровой синхронизации. Для создания строго одинаковых полукадровых синхронизирующих импульсов последние прорезаются через интервалы, соответствующие длительности половины строки, а перед и после кадрового синхронизирующего импульса на свободной части кадрового бланкирующего сигнала вводятся дополнительные импульсы.

§ 3. СКЕЛЕТНАЯ СХЕМА ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА

Основным элементом телевизионного приемника является электронно-лучевая трубка (кинескоп). Электронный луч перемещается по экрану трубки слева направо и сверху вниз, развертывая изображение. Сигналы изображения подаются на электрод трубки, управляющий интенсивностью электронного луча, и производят яркостную модуляцию.

По принципу действия телевизионные приемники, как и радиовещательные приемники (см. гл. XI), делятся на супергетеродинные и прямого усиления. В супергетеродинном приемнике телевизионный сигнал из антенны поступает во входное устройство, представляющее собой обычно избирательную цепь, большей частью в комбинации с одним или несколькими каскадами УВЧ. С выхода УВЧ сигнал подается на преобразователь частоты, где выделяется напряжение промежуточной частоты, которое усиливается в УПЧ и затем подается на детектор.

В приемнике прямого усиления отсутствует преобразователь (смеситель с гетеродином) и все усиление до детектора производится на рабочих частотах телевизионного канала. Приемник прямого усиления по конструкции проще супергетеродинного, но обладает меньшей чувствительностью и худшей избирательностью. Кроме того, в приемнике прямого усиления конструктивно трудно осуществить переход с одного телевизионного канала на другой, так как при этом необходимо переключать контуры во всех каскадах УВЧ. Последнее обстоятельство привело к тому, что в настоящее время (в связи с введением 12 телевизионных каналов) телевизионные приемники, выполненные по схеме прямого усиления, промышленностью не выпускаются. Однако в эксплуатации находится много телевизоров КВН-49, выполненных по схеме прямого усиления.

Телевизионные приемники могут быть построены по двухканальной и одноканальной схемам. В двухканальном приемнике для усиления сигналов изображения и звукового сопровождения используются два раздельных канала. В одноканальном приемнике для этих же целей используется один общий усилительный канал (одни и те же каскады).

На рис. 293 представлена блок-схема двухканального супергетеродинного телевизионного приемника и примерная форма сигналов в отдельных звеньях тракта. Каналы звука и изображения разделяются на выходе смесителя.

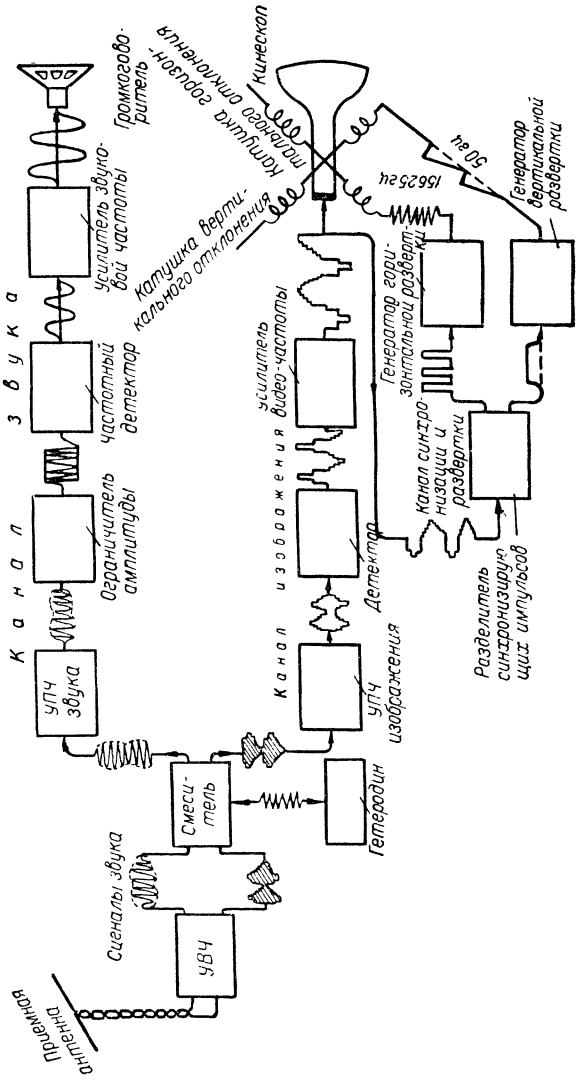


Рис. 293. Блок-схема двухканального супергетеродинного телевизионного приемника.

Сигналы звукового сопровождения поступают на усилитель промежуточной частоты обычного приемника для частотно-модулированных сигналов. Сигналы изображения усиливаются в УПЧ своего канала, затем после амплитудного детектирования усиливаются в видеоусилителе и подаются на модулирующий электрод трубки. Полоса пропускания УПЧ изображения должна быть рассчитана так, чтобы пропустить все частоты видеосигнала и не пропустить на трубку сигналы звукового сопровождения.

Для развертки электронного луча применяются генераторы горизонтальной (строчной) и вертикальной (кадровой) разверток. Импульсы для синхронизации генераторов выделяются из общего телевизионного сигнала путем амплитудной селекции. Для выделения синхронизирующих импульсов сигнал можно снимать либо с выхода детектора, либо с выхода видеоусилителя.

В двухканальном приемнике легко достигается необходимое подавление сигналов звукового сопровождения в видеоканале, что является достоинством этой схемы. Недостатком двухканального приемника является возможная нестабильность приема сигналов звукового сопровождения вследствие ухода частоты генератора либо изменения относительной расстройки контуров УПЧ изображения и УПЧ звука, что особенно сказывается при работе на высокочастотных телевизионных каналах.

На рис. 294 и 295 приведены блок-схемы приемников супергетеродинного типа и прямого усиления, построенных по одноканальной схеме. Полный телевизионный сигнал, состоящий из амплитудно-модулированного (АМ) сигнала изображения и частотно-модулированного (ЧМ) сигнала звукового сопровождения, усиливается ступенями УВЧ (и УПЧ в супергетеродинном приемнике), затем детектируются. При этом на нагрузке детектора, кроме огибающей сигналов изображения, выделяется разностная частота между несущими частотами изображения и звука, равная 6,5 *Мгц*. Эта частота, представляющая промежуточную частоту приемника звукового сопровождения, выделяется на выходе видеоусилителя с помощью резонансной системы (фильтра), настроенной на частоту 6,5 *Мгц*, а затем усиливается и преобразовывается, как в обычном ЧМ приемнике.

Таким образом, сигналы звукового сопровождения усиливаются в приемнике, построенном по супергетеродинной схеме, в котором роль гетеродина выполняет несущая частота изображения. Чтобы в видеоканал не попадали сигналы звукового сопровождения, их амплитуда на выходе видеодетектора должна быть в 10—12 раз слабее, чем амплитуда сигнала изображения. Указанное соотношение амплитуд достигается выбором специальной формы частотной характеристики УВЧ (рис. 296). Участок частотной характеристики УВЧ в том месте, где расположена несущая звука, должен быть по возможности пологим в пределах нескольких сотен килогерц (пунктирная кривая на рис. 296) с тем, чтобы избежать возникновения вредной амплитудной модуляции в звуковом канале. Для детектирования в одноканальном приемнике может быть использован только линейный детектор. При использовании детекторов других типов, например, квадратичного, звуковой сигнал окажется промодулированным по амплитуде сигналом изображения.

Существенное значение при одноканальном приеме имеет глубина модуляции телевизионного передатчика, которая не должна превышать 80—85%, иначе сигналы из канала изображения будут попадать в звуковой канал. В первую очередь это относится к частоте кадровой развертки, которая при недостаточно хорошей настройке приемника прослушивается через громкоговоритель.

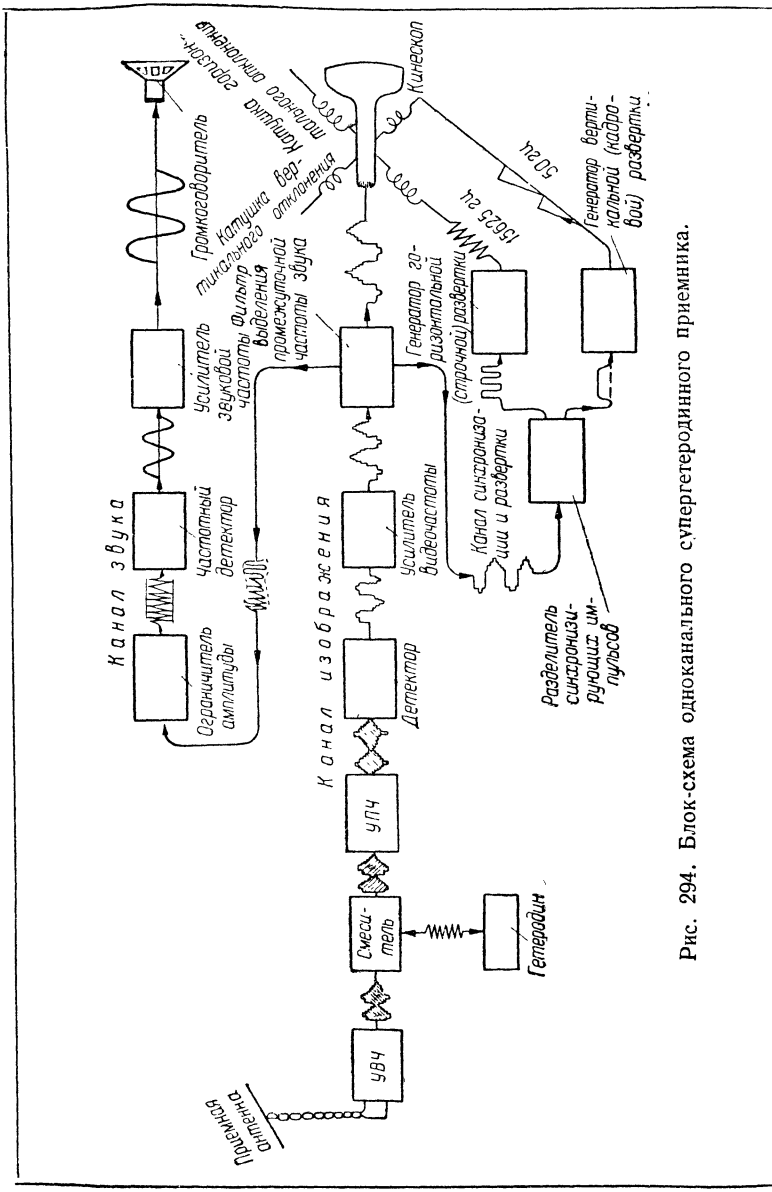


Рис. 294. Блок-схема одноканального супергетеродинного приемника.

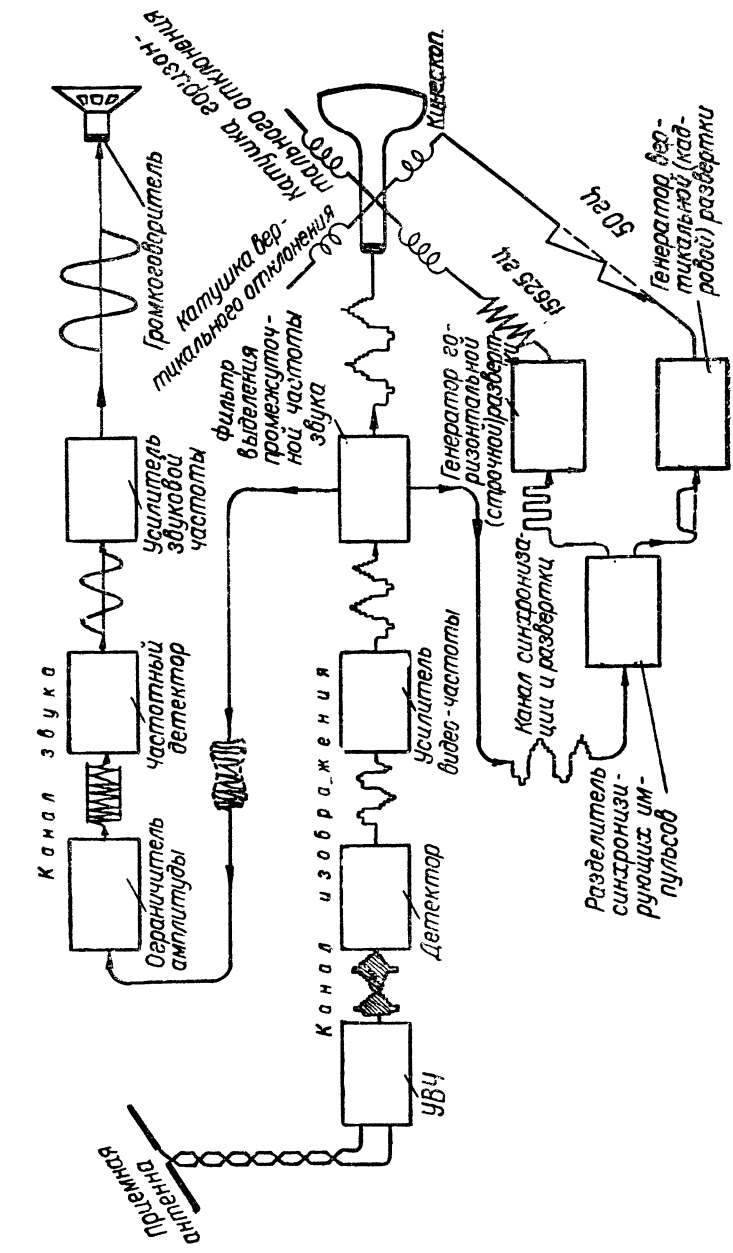


Рис. 295. Блок-схема одноканального приемника прямого усиления.

Осуществить хорошее подавление сигналов звукового сопровождения на выходе видеоусилителя трудно. Это является недостатком одноканальной схемы.

Однако приемник, выполненный по одноканальной схеме, обеспечивает значительно большую стабильность приема сигналов звукового сопровождения (особенно в высокочастотных телевизионных каналах) чем двухканальный и содержит меньшее число ламп. В связи с изложенным, в настоящее время телевизионные приемники, как правило, строятся по одноканальной супергетеродинной схеме.

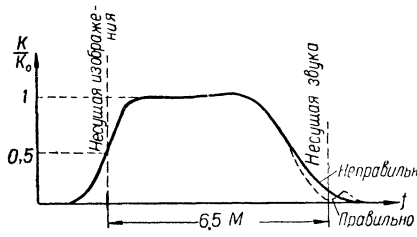


Рис. 296. Форма частотной характеристики УВЧ в одноканальном приемнике.

В табл. 126 приведены классификация и некоторые основные параметры телевизионных приемников (данные ориентировочные).

Таблица 126

Основные параметры телевизионных приемников

Параметры телевизионного приемника	Единица измерения	Класс приемника		
		I	II	III
Размер изображения, не менее	*мм*	420×315	280×210	280×210
Разрешающая способность:				
число различимых линий по вертикали в центре экрана, не менее	—	500	450	400
на краях, не менее .	—	400	350	350
Число различимых линий по горизонтали, в центре экрана, не менее	—	550	500	450
на краях, не менее .	—	400	350	350
Нелинейные растровые искажения [1] по горизонтали, не более . .	%	12	15	15
по вертикали, не более	»	10	12	12
Яркость изображения, не менее	*мсб*	3	3	3

[1] Волнистость горизонтальных линий и изменение яркости от колебательного процесса в левой части экрана не должны быть существенно заметными.

Продолжение табл. 126

Параметры телевизионного приемника	Единица измерения	Класс приемника		
		I	II	III
Контрастность в крупных деталях, не менее	—	30 : 1	30 : 1	30 : 1
Число различимых градаций яркости, не менее	—	7	7	7
Чувствительность приемника:				
а) по каналу изображения при отношении **сигнал/шум** не менее 20 *дб*, не хуже:				
при входном сопротивлении 75 *ом*	*мкв*	100	100	500
при входном сопротивлении 300 *ом* . . .	»	200	200	1000
б) по каналу звукового сопровождения, не хуже	»	100	100	500
Избирательность по каналу изображения, не менее	*дб*	37	33	33
Промежуточные частоты:				
а) канала изображения	*Мгц*	—	34,25 ± 0,01	
б) канала звукового сопровождения [1] . .	»	—	27,75 ± 0,01	
Количество переключающихся телевизионных каналов	—	12	12	Допускается 1
Наличие АРУ	—	Обязательно		Не обязательно
Полоса воспроизводимых частот звукового канала при неравномерности по звуковому давлению 14 *дб*, не менее	*гц*	60—10 000	80—7000	100—6000
Мощность, потребляемая от сети, не более . .	*вт*	200	180	150

[1] При приеме звукового сопровождения на биениях несущих изображения и звука, промежуточная частота канала звукового сопровождения равна 6,5 *Мгц*.

§ 4. ЭСКИЗНЫЙ РАСЧЕТ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА

Эскизный расчет телевизионного приемника следует начинать с выбора электронно-лучевой трубки.

В телевизионных приемниках могут быть использованы электронно-лучевые трубки как с электростатическим, так и с электромагнитным отклонением (гл. IX).

Применение трубок с электростатическим отклонением и фокусировкой луча позволяет существенно упростить конструкцию телевизионного приемника. Однако в силу недостатков, присущих трубкам с электростатическим отклонением луча, последние не позволяют получить высококачественное изображение, поэтому в телевизионных приемниках, выпускаемых промышленностью, главным образом применяются трубки с электромагнитным отклонением луча.

Для нормальной работы трубки в телевизионном приемнике необходимо подать постоянные потенциалы на все электроды трубки согласно ее паспортным данным.

Яркостная модуляция осуществляется подачей телевизионного сигнала между катодом и управляющим электродом трубки. Для обычных телевизионных трубок необходима величина модулирующего напряжения около 20—30 *в*, а для проекционных трубок амплитуда модулирующего напряжения должна быть 30—40 *в*.

В зависимости от необходимой величины модулирующего напряжения выбираются различные схемы выходных усилителей телевизионного сигнала.

Напряжение 20—30 *в* сравнительно легко обеспечивается однотактным усилителем, например, на лампе типа 6П9. Чтобы получить большие напряжения, желательно использовать двухтактные схемы.

Чувствительность телевизионного приемника определяется величиной электродвижущей силы (э. д. с.) в антенне E_A в микровольтах, которая необходима для получения на выходе видеоусилителя нормального модулирующего напряжения. Для приемников, работающих вблизи телевизионных центров, достаточно иметь чувствительность 1000 *мкв*. Приемники, рассчитанные для дальнего приема, должны иметь чувствительность 100—250 *мкв* и выше.

Зная амплитуду выходного напряжения $U_{вых}$ и чувствительность, можно определить общий коэффициент усиления приемника по формуле

$$k_{общ} = \frac{U_{вых}}{E_A}.$$

Здесь $k_{общ} = k_{вх} k_{УВЧ} k_{УПЧ} k_{дет} k_{вид}$,

где $k_{вх}$ — коэффициент передачи входной цепи;

$k_{УВЧ}$ — » усиления УВЧ;

$k_{пр}$ — » » преобразователя;

$k_{УПЧ}$ — » » УПЧ;

$k_{дет}$ — » передачи видеодетектора;

$k_{вид}$ — » усиления видеоусилителя.

Коэффициент усиления в видеоусилителе на один каскад может быть 8—16 в зависимости от типа ламп и способа коррекции, такого же порядка и коэффициент усиления на каскад УПЧ. Усиление каскада УВЧ несколь-

ко меньше (5—10), а коэффициент усиления преобразователя примерно 3—5. Коэффициент передачи входной цепи равен 0,5—2 в зависимости от схемы входного устройства. Коэффициент передачи детектора порядка 0,3—0,5.

В видеоусилителе обычно используются 1—2 каскада. Если применен однокаскадный видеоусилитель, то он может быть выполнен по схеме усилителя постоянного тока. В многокаскадных усилителях из-за наличия разделительных емкостей необходимо применять дополнительно цепи восстановления постоянной составляющей.

Схемы синхронизации и развертки телевизионных приемников содержат от 5 до 10 ламп в зависимости от требований, предъявляемых к качеству развертки и синхронизации.

В приемниках, рассчитанных для приема вблизи телецентра, если есть общая питающая электросеть, применяются простейшие схемы, в которых для синхронизации генераторов развертки непосредственно используются строчные и кадровые импульсы (§ 12, гл. XII), выделенные из видеосигналов с помощью амплитудной селекции.

В приемниках, рассчитанных для дальнего приема, применяются более сложные схемы автоматической подстройки частоты и фазы генераторов развертки (§ 13, гл. XII).

Пример. Произвести эскизный расчет и выбрать блок-схему телевизионного приемника с экраном средних размеров, рассчитанного на прием передач телецентра в черте города.

1. По табл. 102 (гл. IX) выбираем трубку 35ЛК2Б, для модуляции которой необходимо примерно 25 *в*.

2. Определяем общий коэффициент усиления, полагая, что для работы в пределах черты города достаточно иметь чувствительность приемника 500 *мкв* (приемник III-го класса)

$$k_{\text{общ}} = \frac{25}{500 \cdot 10^{-6}} = 5 \cdot 10^4.$$

3. Приемник целесообразно выполнить по супергетеродинной схеме, чтобы обеспечить хорошую избирательность.

4. Чтобы обеспечить лучшую избирательность и уменьшить соотношение помеха/сигнал на входе приемника, выбираем схему с настроенным входом, обеспечивающим $k_{\text{вх}} \cong 1$ и одним каскадом УВЧ, обеспечивающим $k_{\text{УВЧ}} \cong 6$.

5. Принимая $k_{\text{пр}} = 4$ и $k_{\text{дет}} = 0{,}3$, определим необходимый коэффициент усиления УПЧ и видеоусилителя

$$k_{\text{УПЧ}} k_{\text{вид}} = \frac{k_{\text{общ}}}{k_{\text{вх}} k_{\text{УВЧ}} k_{\text{пр}} k_{\text{дет}}} = \frac{50 \cdot 10^3}{1 \cdot 6 \cdot 4 \cdot 0{,}3} = 6950.$$

6. Задаваясь одинаковыми усилениями видеоусилителя и УПЧ, определяем

$$k_{\text{УПЧ}} = k_{\text{вид}} = \sqrt{6950} \approx 83.$$

Коэффициент усиления 83 может быть обеспечен двумя каскадами как в УПЧ, так и в видеоусилителе.

Таким образом, блок-схема канала усилителя изображения телевизионного приемника состоит из следующих узлов: входного устройства с транс-

форматорным или автотрансформаторным входом, одного каскада УВЧ, смесителя, двух каскадов УПЧ, детектора, двухкаскадного видеоусилителя.

7. Для генераторов развертки вибираем типовые схемы с непосредственной синхронизацией импульсами, выделяемыми из телевизионного сигнала.

§ 5. ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Для усиления телевизионных сигналов применяются специальные видеоусилители, к которым, в отличие от усилителей звука, предъявляется требование воспроизводить форму кривой усиливаемого сигнала с заданной степенью точности.

Свойства видеоусилителя наилучшим образом определяют переходные характеристики, которые непосредственно позволяют оценить степень искажения изображения на экране приемной трубки.

Однако применение метода переходных характеристик для многокаскадных схем приводит к сложным расчетным соотношениям. Кроме того, для настройки видеоусилителей в соответствии с этим методом требуется сложная измерительная аппаратура, которая не всегда имеется в распоряжении радиолюбителя.

Поэтому во многих случаях видеоусилители исследуются частотными методами, основанными для большинства конкретных схем на наличии однозначной связи между частотными и фазовыми характеристиками, с одной стороны, и переходными — с другой.

Фазовые искажения проявляются в том, что фазы различных частотных составляющих сигнала на выходе усилителя отличаются от фаз соответствующих составляющих входного сигнала. Эти искажения вызывают изменение формы выходного напряжения даже в том случае, если входное и выходное напряжения содержат одинаковые частотные составляющие.

Разность фаз между входными и выходными напряжениями для каждой составляющей усиленной частоты может быть выражена в зависимости от времени прохождения сигнала через усилитель соотношением:

$$\varphi = \omega\tau + n\pi,$$

где φ — сдвиг фаз в радианах;
ω — угловая частота;
n — целое число;
τ — величина, имеющая размерность времени и называемая временем запаздывания.

Чтобы избежать искажений телевизионного сигнала, частотная характеристика видеоусилителя должна быть равномерной в весьма широкой полосе пропускания от нуля до нескольких мегагерц и время запаздывания для всех частот должно быть одинаковым, т. е. фазовая характеристика должна быть линейной и проходить при нулевой частоте через $n\pi$.

Поскольку трудно сконструировать многокаскадный усилитель с такой полосой пропускания, то применяют усилители с полосой от нескольких десятков герц и выше, а постоянная составляющая сигнала, теряемая вследствие отсутствия части полосы от нуля до нескольких герц, восстанавливается в выходном каскаде усилителя.

Для получения равномерного усиления в столь широкой полосе частот применяются усилители на сопротивлениях с коррекцией частотных характеристик в области высоких и низких частот. В широкополосных усилителях обычно используются тетроды или пентоды с большой крутизной характеристики, имеющие малые проходные емкости.

На рис. 297 представлена принципиальная схема усилительного каскада. Тетроды и пентоды имеют большое внутреннее сопротивление R_i, которое практически всегда значительно больше анодной нагрузки Z_a. Благодаря этому при расчете видеоусилительных каскадов можно считать, что лампа является источником неизменного тока SU_1, где S — крутизна анодной характеристики лампы, U_1 — напряжение на сетке лампы (рис. 298). Этот ток, проходя по нагрузке Z_a, создает падение напряжения, определяемое характером нагрузки.

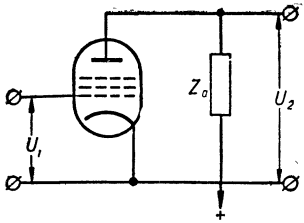


Рис. 297. Принципиальная схема усилительного каскада на пентоде.

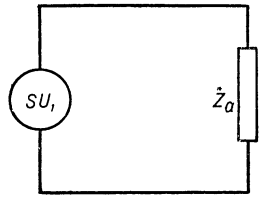


Рис. 298. Эквивалентная схема усилительного каскада на пентоде.

Таким образом, коэффициент усиления ступени, собранной на пентоде, определяется зависимостью

$$K = SZ_a.$$

Выходное напряжение

$$U_2 = KU_1 = SZ_aU_1.$$

Для обеспечения равномерного усиления в широкой полосе частот необходимо обеспечить постоянство величины Z_a в этой полосе.

На рис. 299 приведена принципиальная, а на рис. 300 соответствующая эквивалентная схема реостатно-емкостного усилителя на пентоде. Поскольку соблюдается условие $R_i \gg R_a$, влияние внутреннего сопротивления можно не учитывать.

Для области средних частот, где с влиянием емкостей C', C'' и делителя C_cR_c можно не считаться, эквивалентная схема может быть упрощена (рис. 301). Здесь $Z_a = R_a$, выходное напряжение $U_2 = SU_1R_a$, а коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{U_2}{U_1} = SR_a.$$

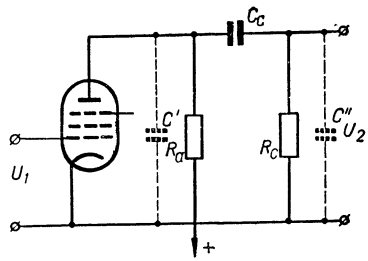


Рис. 299. Принципиальная схема усилителя на пентоде с реостатно-емкостной нагрузкой:
C' и C'' — паразитные емкости

Для области высоких частот эквивалентная схема имеет вид, представленный на рис. 302.

В области высоких частот нагрузка лампы является величиной комплексной $Z_a = \sqrt{R_a^2 + \left(\frac{1}{\Omega C}\right)^2}$. С ростом частоты Ω будет уменьшаться Z_a, следовательно, будет происходить завал частотной характеристики на высоких частотах. Коэффициент частотных искажений на высоких частотах

$$M_в = \frac{K_в}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_в^2}},$$

где $\alpha_в = \Omega R_a C$.

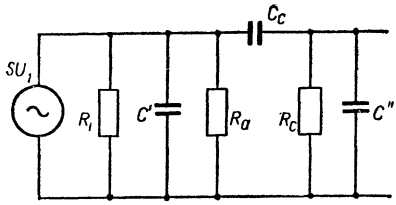


Рис. 300. Эквивалентная схема усилителя на пентоде с реостатно-емкостной нагрузкой.

Эквивалентная схема для области низких частот представлена на рис. 303. Из схемы видно, что цепь CR_c представляет собой частотно-зависимый делитель и в области низких частот коэффициент усиления будет падать при уменьшении частоты. Коэффициент частотных искажений в области низких частот определяется зависимостью

$$M_н = \frac{K_н}{K_0} = \frac{\alpha_н}{\sqrt{1 + \alpha_н^2}},$$

где

$$\alpha_н = \Omega\tau_c = \Omega C_c R_c.$$

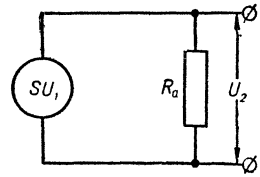


Рис. 301. Эквивалентная схема реостатно-емкостного усилителя для области средних частот.

В видеоусилителях применяется коррекция двух видов:

1) в области высоких частот (для расширения полосы пропускаемых усилителем частот);

2) в области низких частот (для улучшения прохождения низких частот).

Коррекция частотных характеристик в области высоких частот. В области высоких частот применяются простые схемы коррекции с двухполюсниками и сложные схемы коррекции с четырехполюсниками. На рис. 304 приведено несколько вариантов схем простой коррекции. Цифры на

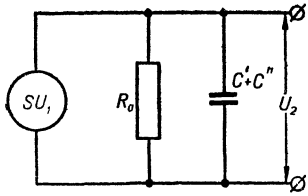


Рис. 302. Эквивалентная схема реостатно-емкостного усилителя для области высоких частот.

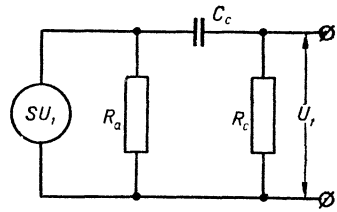


Рис. 303. Эквивалентная схема реостатно-емкостного усилителя для области низких частот.

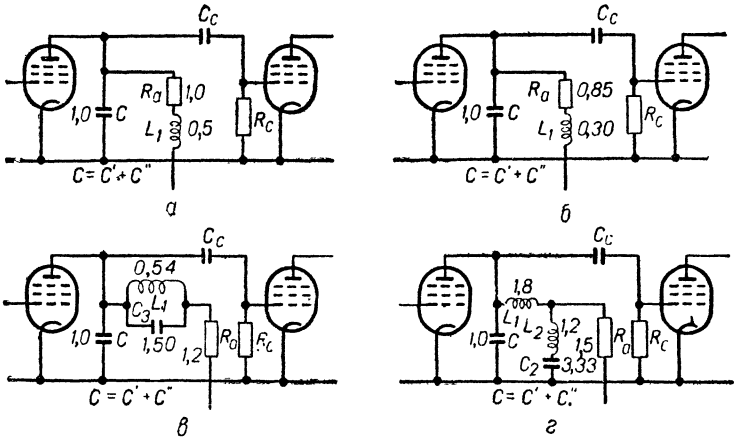


Рис. 304. Схемы простой коррекции видеоусилителей в области высоких частот. Цифры указывают относительные сопротивления элементов схемы на частоте F_2.

схеме указывают относительные значения сопротивлений отдельных элементов на наивысшей усиливаемой частоте F_2, при которых характеристики оптимальны в области высоких частот (за единицу принято сопротивление Zc емкости C на частоте F_2, см. пример расчета).

На рис. 305 приведены частотные и фазовые характеристики указанных схем, из которых видно, что с помощью схем коррекции (рис. 304, *в*, *г*) можно получить большее усиление на каскад при данной неравномерности частотной характеристики, однако при этом получаются большие фазовые искажения.

Применяя для межкаскадной связи четырехполюсники, в которых паразитные емкости анодной и сеточной цепей разделены, можно получить в 1,5—3 раза большее усиление на каскад, чем в схемах связи с двухполюсниками. На рис. 306 приведены четырехполюсные схемы связи и рекомендуемые относительные величины элементов

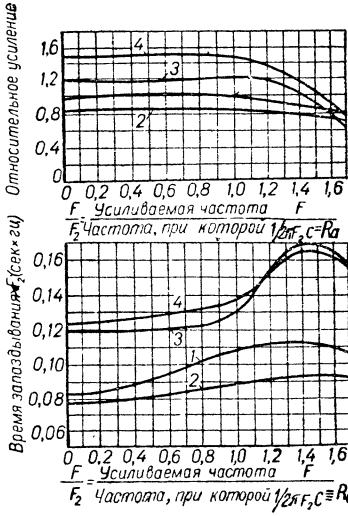


Рис. 305. Частотные и фазовые характеристики усилителей с простой коррекцией:

1 — для схемы рис. 304, *а*; *2* — для схемы рис. 304, *б*; *3* — для схемы рис. 304, *в*; *4* — для схемы рис, 304, *г*.

связи, дающие оптимальные характеристики (за единицу принято сопротивление емкости C'' на частоте F''_2). На рис. 307 приведены соответственно частотные и фазовые характеристики этих схем.

Из рассмотрения схем рис. 306 видно, что необходимо иметь определенные соотношения между емкостями C' и C'', что на практике не всегда обеспечивается, поэтому полностью использовать преимущества схем сложной коррекции не всегда возможно.

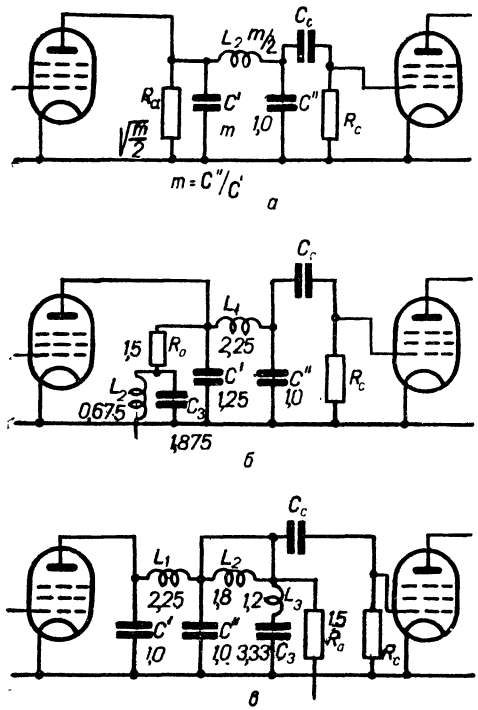


Рис. 306. Схемы сложной коррекции видеоусилителей в области высоких частот.

Приведенные на рис. 304, 306 схемы представляют собой частные случаи общих схем фильтров низких частот и могут быть рассчитаны по формулам, приведенным в гл. VII. Это легко показать, если перечертить их аналогично тому, как это сделано на рис. 308. Так, например, схемы простой коррекции, приведенные на рис. 304,*а*, *б*, могут быть представлены в виде Г-образного полузвена фильтра низких частот (рис. 308,*а*), в котором C_n представляет собой шунтирующую емкость полузвена, а C_m является дополнительной емкостью, включение которой необходимо для выравнивания входного сопротивления фильтра в полосе пропускания вследствие того, что фильтр нагружен на характеристическое сопротивле-

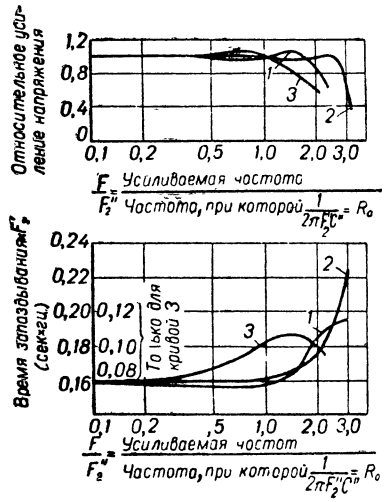


Рис. 307. Частотные и фазовые характеристики схем со сложной коррекцией:
1 — для схемы рис. 306, *а*;
2 — » » рис. 306, *б*;
3 — » » рис. 304, *а*.

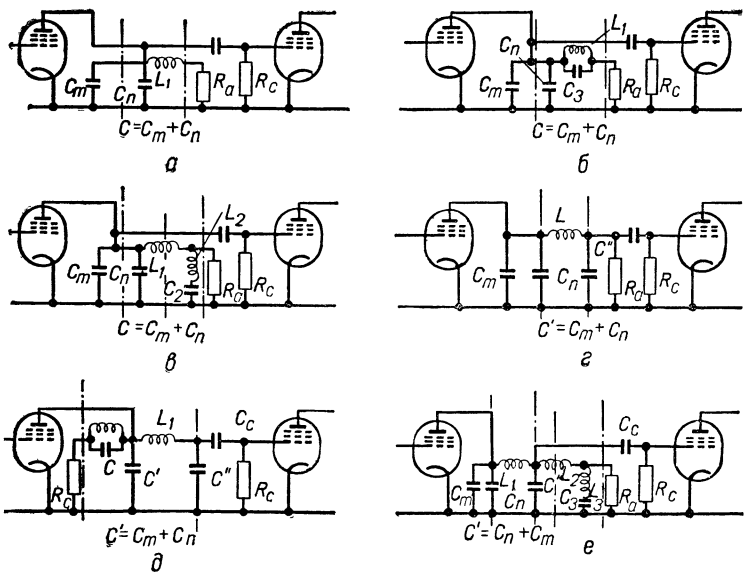


Рис. 308. Схемы коррекции видеоусилителей, представленные в виде схем фильтров нижних частот.

ние (в данном случае R_a) только с одной стороны. Оптимальная частотная характеристика получается при $C_m \approx C_n$.

Аналогично, на рис. 308,*б*, *в* представлены в виде схем фильтров низких частот схемы простой коррекции, приведенные на рис. 304,*в*, *г*, а на рис. 308,*г*, *д*, *е* — схемы сложной коррекции, данные на рис. 306,*а*, *б*, *в*.

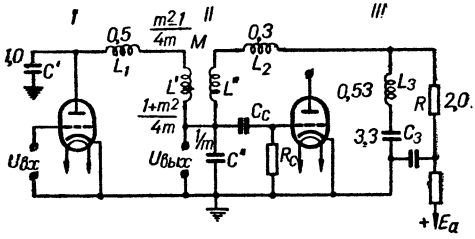


Рис. 309. Схема высокочастотной коррекции с магнитной связью между катушками.

На рис. 309 приведена еще одна схема широкополосного усилителя с магнитной связью между катушками звеньев фильтра. Фильтр включает полузвено I для связи с усилительной лампой, полузвено II для связи с последующей лампой и полузвено III с $m = 0{,}6$ для связи с нагрузкой R. Сравнивая звено II с Т-образным звеном типа m (рис. 310), замечаем, что оно эквивалентно звену типа m с отрицательной индуктивностью ($-M$) в параллельной ветви, поэтому в этой схеме m всегда больше 1, в то время как для обычных звеньев $m < 1$.

Обозначения, содержащие $m = \frac{C'}{C''} > 1$, указывают относительные сопротивления элементов схемы на частоте F_2. За единицу принято полное сопротивление емкости C'.

Применение магнитной связи позволяет согласовать схему при различных соотношениях емкостей C' и C'', выбрать корректирующие элементы по величине минимальной емкости (а не максимальной, как в других схемах) и за счет этого увеличить коэффициент усиления при данной ширине полосы. Включение промежуточных звеньев фильтра в схемах коррекции, например, аналогично тому, как это сделано на рис. 311, позволяет осуществить произвольное число высокочастотных выходов практически без уменьшения усиления.

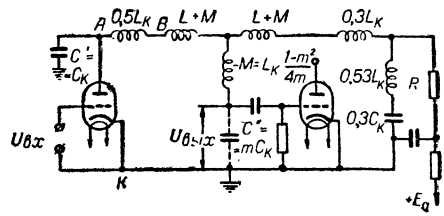


Рис. 310. Схема усилителя рис. 309, представленная в виде эквивалентной схемы фильтра.

Схемы межкаскадной связи с четырехполюсниками вследствие сложности настройки применяются обычно в усилителях с малым числом каскадов.

Схемы простой коррекции рис. 304,*а*, *б* находят широкое применение в многокаскадных усилителях, так как дают меньшие фазовые искажения и отличаются лучшими переходными характеристиками от более сложных схем.

Пример. Рассчитать предварительный каскад видеоусилителя с простой коррекцией (рис. 304,*а*) на лампе 6Ж5П. Каскад предназначен для раскачки выходной ступени на лампе 6П9. Высшая частота полосы пропускания $F_2 = 5$ *Мгц*.

1. Определяем суммарную емкость, нагружающую усилитель,

$$C = C_{\text{вых(6Ж5П)}} + C_{\text{вх(6П9)}} + C_{\text{м}} = 2{,}5 + 13 + 10{,}5 = 25 \text{ пф},$$

где $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа.

2. Сопротивление емкости C на частоте F_2

$$Z_C = \frac{1}{2\pi F_2 C} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1270 \text{ ом}.$$

Из рис. 304, *а* находим:

3. Сопротивление анодной нагрузки $R_a = Z_c = 1270$ *ом* (принимаем 1,3 *ком*).

4. Сопротивление корректирующей индуктивности на частоте F_2

$$Z_{L_1} = 2\pi F_2 L_1 = 0{,}5\, Z_C = 635 \text{ ом}.$$

5. Отсюда индуктивность корректирующего дросселя

$$L_1 = \frac{Z_{L_1}}{2\pi F_2} = \frac{635}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^6} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ гн} = 20 \text{ мкгн}.$$

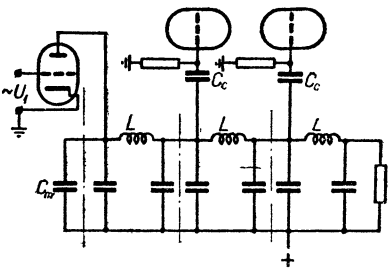


Рис. 311. Схема включения промежуточных звеньев фильтра, позволяющая осуществить произвольное число выходов.

6. Вычислим коэффициент усиления каскада, предварительно определив из табл. 86 для лампы 6Ж5П $S = 9$ *ма/в*,

$$K_0 = SR_a = 9 \cdot 1{,}3 = 11{,}7.$$

7. Определим резонансную частоту f_2 контура, образованного из L_1 и C (эта величина понадобится при наладке усилителя),

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{20 \cdot 10^{-6} \cdot 25 \cdot 10^{-12}}} = 7{,}14 \cdot 10^6 \text{ гц} = 7{,}14 \text{ Мгц}.$$

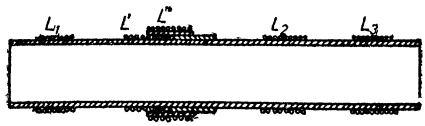


Рис. 312. Примерная конструкция катушек сложного фильтра с магнитной связью.

Конструктивное выполнение корректирующих индуктивностей. В схемах высокочастотной коррекции катушки индуктивности можно наматывать на каркасах диаметром 5—15 *мм*. Тип намотки (однослойная, внавал, «Универсаль», сотовая и т. д.) особого значения не имеет. В сложных фильтрах можно все корректирующие индуктивности наматывать на один общий каркас. При этом надо стараться располагать обмотки не очень близко с тем, чтобы взаимоиндукция между катушками была мала. На рис. 312 показана примерная конструкция катушек сложного фильтра с магнитной связью. Катушка L'' может перемещаться относительно катушки L',

этим регулируется связь между катушками. Конструктивный расчет катушек приведен в гл. V.

Настройка усилителей с коррекцией. Чтобы получить необходимое усиление на высоких частотах, нужна определенная система настройки усилителей с коррекцией. Метод проб не может дать удовлетворительных результатов из-за наличия большого числа переменных. Настройка любой схемы коррекции в конечном итоге сводится к компенсации неизвестных паразитных емкостей в схеме. Поэтому основной задачей является определение величин емкостей C' и C''. Для настройки широкополосного усилителя необходимы минимум два прибора: генератор стандартных сигналов, например ГСС-6, и ламповый вольтметр *ЛВ*, например типа ВКС-7Б.

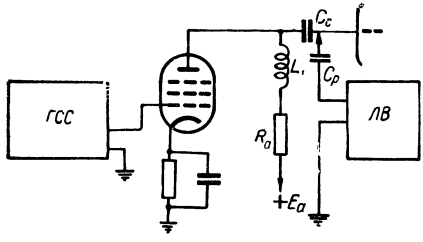


Рис. 313. Схема включения приборов для настройки усилителя с простой коррекцией.

Однако работа по настройке видеоусилителя может быть значительно облегчена, если использовать специальные приборы: измерители частотных характеристик, например, ИЧХ-1, и др. (см. гл. XVI), позволяющие наблюдать форму частотной характеристики усилителя непосредственно на экране электронно-лучевой трубки.

Методика настройки схем с простой и сложной коррекцией несколько различны.

Налаживание усилителя с простой коррекцией. Усилитель налаживают с помощью генератора стандартных сигналов и лампового вольтметра, включенных по схеме рис. 313. Вначале закорачивается анодная нагрузка R_a, а вместо L_1 включается в схему известная индуктивность $L_{эт}$ и находится резонансная частота контура $f_{рез}$, образованного из $L_{эт}$ и $C = C' + C''$ ($L_{эт}$ и L_1 должны быть одного порядка). По известным $L_{эт}$ и $f_{рез}$ определяется $C = \frac{1}{(2\pi)^2 f^2_{рез} L_{эт}}$. Зная C, аналогично тому, как это сделано в примере на стр. 456, определяются остальные элементы схемы. После этого в схему рис. 313 включается индуктивность L_1, величина которой несколько больше расчетной, и определяется при закороченном сопротивлении R_a частота резонанса. Затем индуктивность L_1 постепенно уменьшается (например, отматыванием витков катушки) до тех пор, пока резонансная частота не станет равной f_2 (см. пример на стр. 456). После этого в схему включается сопротивление R_a и снимается частотная характеристика. Если при этом на высшей частоте наблюдается подъем частотной характеристики, R_a следует увеличить, если завал — уменьшить.

Налаживание усилителя со сложной коррекцией. Необходимо наладить усилитель, схема которого представлена на рис. 314. Задавшись величиной емкостей C' и C'', определяют приблизительно индуктивности L_1 и L_2. Наматываются катушки, индуктивности которых по величине раза в полтора больше расчетных с тем, чтобы при подгонке индуктивностей от-

матывать витки, а не доматывать. Величину индуктивности L_2 следует более точно замерить одним из способов, указанных в гл. XVI.

На вход усилителя подается сигнал от ГСС. Ламповый вольтметр подключается к точке *Б* через маленькую емкость $C_р$ (2—3 *пф*). Катушка L_1 и анодная нагрузка $R_а$ закорачиваются. Изменяя частоту ГСС, по максимуму показаний лампового вольтметра определяют резонансную частоту f_1; затем отключается правая половина схемы в точке *А* и вновь определяется резонансная частота f_2.

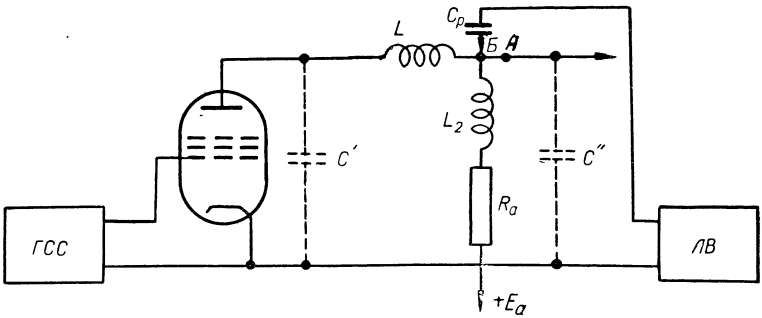


Рис. 314. Схема включения приборов для настройки усилителя со сложной коррекцией.

По результатам измерений определяют

$$C' + C'' = \frac{1}{(2\pi)^2 f_1^2 L_2};$$

$$C' = \frac{1}{(2\pi)^2 f_2^2 L_2}.$$

По известным C' и C'' рассчитываются точные значения корректирующих индуктивностей, изготовляются катушки и ставятся в схему. Затем снимается частотная характеристика и при необходимости производится дополнительная корректировка. Если окажется, что результирующая характеристика имеет завал на частотах 0,5—0,7 F_2, то следует уменьшить индуктивность катушки L_2 и, если это не поможет, уменьшить величину сопротивления $R_а$. При подъеме характеристики в области высоких частот необходимо зашунтировать L_1 сопротивлением 10—20 *ком* (точная величина подбирается).

Коррекция видеоусилителей в области низких частот. Искажения в области низких частот возникают главным образом в цепи R_cC_c, представляющей собой частотно-зависимый делитель напряжения. Наиболее существенное влияние на форму сигнала в области низких частот оказывают фазовые искажения, поэтому в первую очередь следует добиться хорошей фазовой характеристики усилителя.

Частотные и фазовые искажения обычно компенсируются включением корректирующей цепи $R_ф C_ф$ последовательно с анодной нагрузкой (рис. 315). Условия идеальной компенсации

$$R_ф C_ф = R_c C_c$$

и

$$R_ф = \infty.$$

Величина сопротивления $R_ф$ ограничивается допустимым падением напряжения. Практически обеспечивается вполне удовлетворительная компенсация, если

$$R_ф \geqslant \frac{10}{2\pi F_н C_ф}.$$

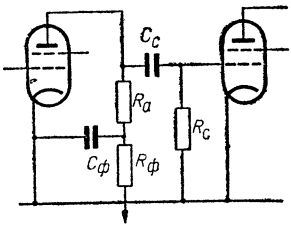


Рис. 315. Схема усилителя с коррекцией частотных и фазовых характеристик в области низких частот.

За расчетную величину $F_н$ в телевизионных усилителях следует принимать частоту повторения кадров (при прогрессивной развертке) или полей (при перестрочной развертке).

Экспериментальная проверка низкочастотной коррекции. Проверку коррекции видеоусилителя в области низких частот целесообразно производить с помощью генератора прямоугольных импульсов (см. гл. XVI) и осциллографа, из которых первый подключается ко входу видеоусилителя, а второй — к выходу. Для этих целей может быть также использован специальный измеритель переходных характеристик, например, ИПХ-1, объединяющий в себе оба упомянутых выше прибора.

По отклонению формы импульсов, наблюдаемых на экране осциллографа, от прямоугольной можно судить о характере искажений в тракте видеоусилителя. При настройке, изменяя величину элементов схемы $C_ф$, $R_ф$, C_c и R_c, добиваются, чтобы изображение на экране осциллографа по возможности больше приближалось к идеальной форме прямоугольного импульса.

Подавая на вход видеоусилителя прямоугольные импульсы и наблюдая отклонение формы выходных импульсов от прямоугольной, можно оценить искажения в тракте видеоусилителя не только в области низких, но и в области высоких частот.

На рис. 316 показаны изменения формы прямоугольного импульса, вызванные фазовыми и частотными искажениями.

Ошибки во времени запаздывания, соответствующие долям градуса, обнаруживаются в очень заметном наклоне вершины импульса.

Фиксация уровня черного. Формы телевизионных сигналов при передаче изображений (рис. 317,*а*) представлены на рис. 317,*б*. Если такие сигналы пропустить через усилитель с емкостной межкаскадной связью, то вследствие потери средней составляющей их форма изменится (рис. 317,*в*). Для правильной передачи средней освещенности (фона) изображения необходимо в приемнике восстановить утерянную среднюю составляющую.

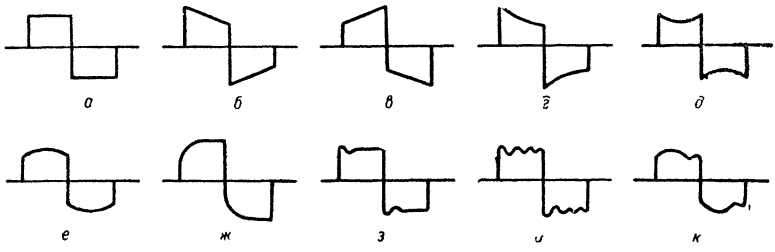


Рис. 316. Изменения формы прямоугольного импульса, вызванные частотными и фазовыми искажениями в усилителе:

а — идеальный сигнал (частотных и фазовых искажений нет); *б* — сдвиг фаз в сторону опережения; *в* — сдвиг фаз в сторону отставания; *г* — малая постоянная времени элементов связи; *д*—подъем характеристики на частотах выше частоты повторения импульсов; *е* — подъем характеристики на низких частотах; *ж* — завал характеристики на частотах, равных примерно десятикратной частоте повторения импульсов; *з* — завал характеристики на одной частоте или узком диапазоне частот; *и* — в усилителе имеются резонирующие цепи; *к* — подъем характеристики на низких частотах и резкий спад в узком спектре.

В телевизионном сигнале имеется серия бланкирующих импульсов, вершины которых должны всегда находиться на одном уровне, соответствующем приблизительно уровню черного. Этот уровень в выходной ступени видеоусилителя поддерживают постоянным, применяя специальные схемы привязки, и таким образом восстанавливают среднюю составляющую.

На рис. 318 приведены простейшие фиксирующие схемы для восстановления средней составляющей при сигналах положительной и отрицательной полярности.

Если на вход схемы рис. 318,*а* подать напряжение прямоугольной формы с периодом $T_c = (\tau_c + T_{c_1})$ и длительностью положительных импульсов τ_c, то в момент прохождения положительных импульсов диод $Д$ отопрется и конденсатор C_c быстро зарядится (внутреннее сопротивление диода $R_д$ мало) со знаками, обозначенными на рис. 319,*а*.

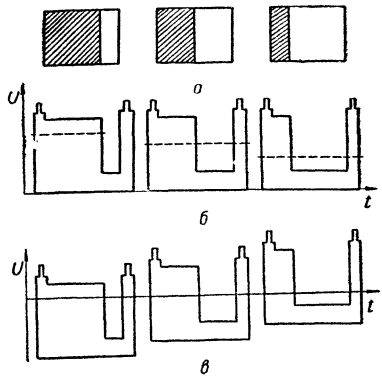


Рис. 317. Изменение формы телевизионного сигнала при потере средней составляющей:

а — передаваемое изображение; *б* — форма телевизионного сигнала; *в* — форма телевизионного сигнала при потере средней составляющей

Постоянная времени заряда $\tau_з \approx R_д C_c$ выбирается порядка (0,1—0,2)τ_c так, чтобы за время длительности импульса τ_c конденсатор C_c успел практически зарядиться до амплитудного значения напряжения импульсов.

После прекращения положительного импульса диод $Д$ запирается и, в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 319,*б*), начинается разряд конденсатора через сопротивление утечки сетки R_c, благодаря которому на R_c создается падение напряжения со знаком минус на сетке усилительной лампы. Форма напряжения на сетке усилительной лампы представлена на рис. 320 (пунктиром показан сигнал изображения).

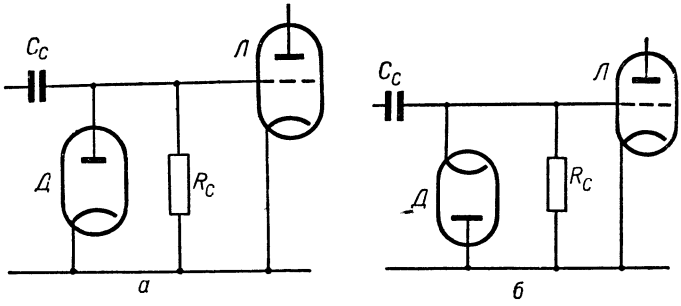


Рис. 318. Простейшие схемы восстановления средней составляющей:

а — для сигналов положительной полярности; *б* — для сигналов отрицательной полярности.

Величина перекоса Δ пропорциональна отношению $\frac{T_{c1}}{\tau_p}$; таким образом, чем больше постоянная времени разряда $\tau_p = C_c R_c$, тем меньше перекос и, следовательно, тем меньше изменение яркости вдоль строк. Однако при очень большой постоянной времени $C_c R_c$ в случаях, когда в телевизионном сигнале скачкообразно изменяется средняя составляющая, емкость C_c не будет успевать перезаряжаться и передаваемое изображение будет сильно искажено. Поэтому при расчете схемы приходится несколько уменьшать постоянную времени $C_c R_c$ и мириться с большей неравномерностью яркости по строкам.

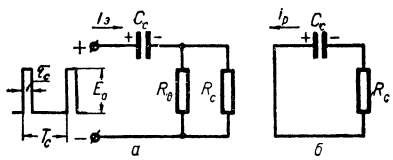


Рис. 319. Схема, поясняющая работу диодного восстановителя средней составляющей:

а — период заряда (прохождение положительных импульсов); *б* — период разряда.

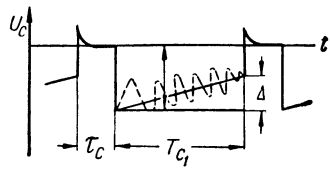


Рис. 320. Форма напряжения на сетке усилительной лампы в схеме рис. 318.

При малых значениях Δ ($\Delta \leqslant 0{,}05 \div 0{,}07$) для расчета схемы можно воспользоваться следующими соотношениями:

$$C_c = \frac{(0{,}1 \div 0{,}2)\tau_c}{R_д};$$

$$R_c = \frac{T_{c1}}{C_c \Delta}.$$

Перекос горизонтальной части импульсов в интервале T_{c1}, приводящий к неравномерности яркости изображения вдоль строк, является основным недостатком простейших (неуправляемых) фиксирующих схем. Кроме того, фиксирующая схема, представляющая собой по существу пиковый детектор, очень чувствительна к импульсным помехам.

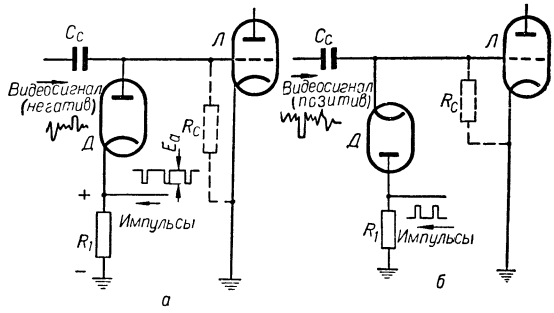


Рис. 321. Управляемые фиксирующие схемы.

На рис. 321 представлены управляемые фиксирующие схемы, лишенные указанного недостатка.

Особенность схемы заключается в том, что фиксирующий диод отпирается не импульсами, содержащимися в самом сигнале, а особыми импульсами, подводимыми к диоду синхронно с импульсами сигнала. Использование посторонних импульсов для отпирания диода позволяет выбрать значительно большую постоянную времени $C_c R_c$, чем в неуправляемой схеме. Поэтому сопротивление R_c в схему часто не включается.

Управляемые схемы, как более сложные, применяются главным образом в передающих устройствах.

В качестве примера усилителя с фиксирующей схемой на рис. 322 дана схема видеоусилителя приемника «Ленинград Т-3». Для восстановления средней составляющей применена неуправляемая фиксирующая схема на диоде $Л_1$. Сопротивление, включенное последовательно с диодом, служит для того, чтобы емкость диода не шунтировала вход усилителя. В первом каскаде применена простая схема коррекции, во втором — сложная.

На рис. 323 приведена схема видеоусилителя приемника «Авангард», отличающаяся тем, что для восстановления средней составляющей используется полупроводниковый диод ДГ-Ц14.

Вследствие малой емкости полупроводникового диода последовательно с ним сопротивление не включается, что позволяет получить меньшую постоянную времени цепи заряда.

В телевизионных приемниках в последнее время получили распространение схемы видеоусилителей постоянного тока, которым не свойственны недостатки рассмотренных фиксирующих схем. Переходных емкостей

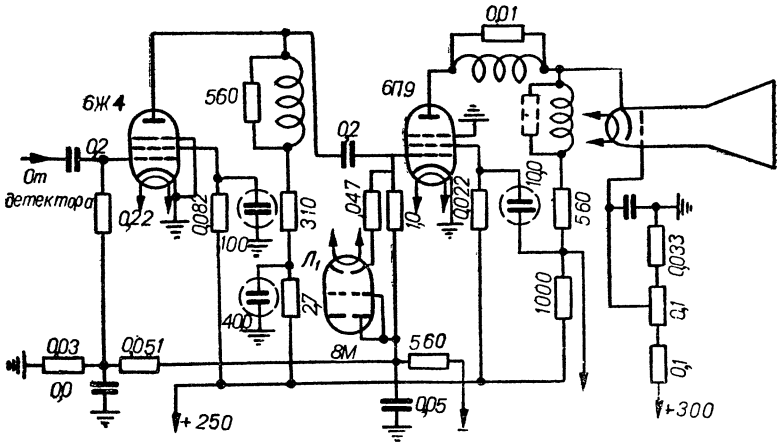


Рис. 322. Схема видеоусилителя телевизионного приемника «Ленинград Т-3».

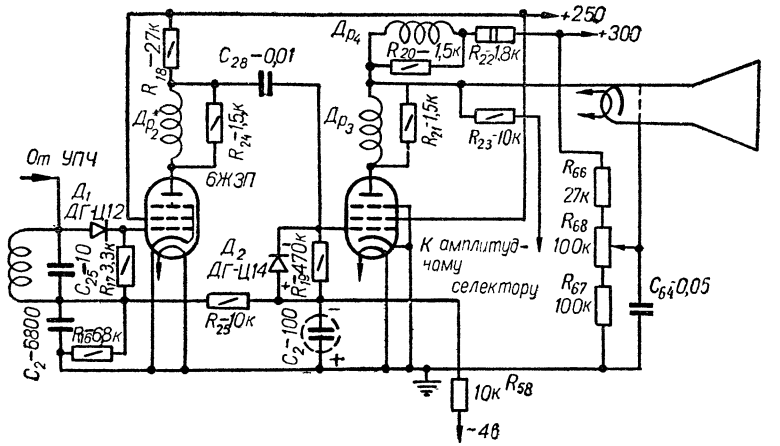


Рис. 323. Схема видеоусилителя телевизионного приемника «Авангард».

в схеме нет, поэтому средняя составляющая не теряется в процессе передачи сигнала от видеодетектора до кинескопа.

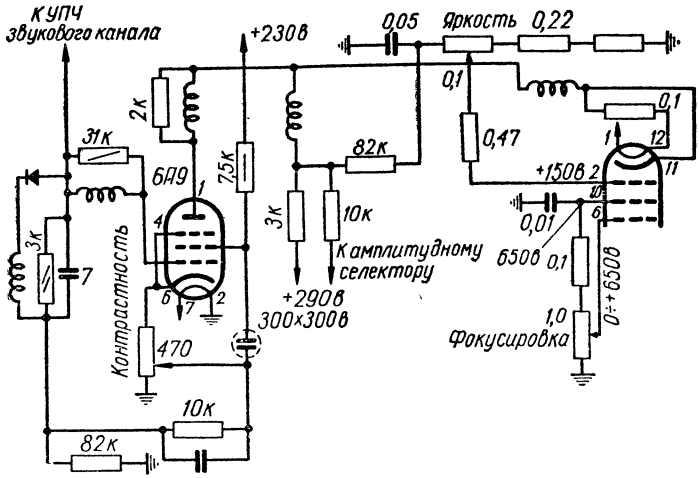


Рис. 324. Схема видеоусилителя телевизионного приемника «Рубин А».

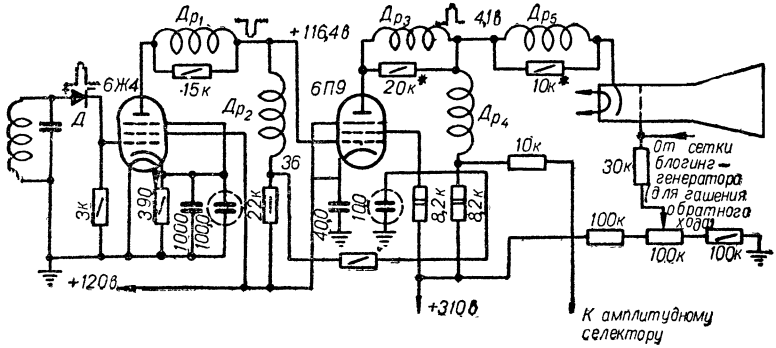


Рис. 325. Схема видеоусилителя телевизионного приемника «Темп»: $Др_1 \div Др_5$ — корректирующие индуктивности, наматываются проводом ПЭЛШО 0,12 на сопротивлениях ВС-0,25 0,1 *Ом*. Намотка «Универсаль» шириной 3,5 *мм*. Число витков: $Др_1$, $Др_2$, $Др_4$ — 180, $Др_3$ — 140, $Др_5$ — 115.

На рис. 324 приведена схема однокаскадного видеоусилителя постоянного тока со сложной коррекцией в области высоких частот, примененная в телевизоре «Рубин А», а на рис. 325 — схема двухкаскадного видеоусилителя, использованная в приемнике «Темп». Переходные емкости отсутствуют, поэтому не требуется восстановления средней составляющей.

Однако усилители постоянного тока имеют тот недостаток, что при ре-

гулировке контрастности вследствие изменения уровня сигнала изменяется и уровень черного, т. е. регулировки яркости и контрастности оказываются взаимно связанными. Поэтому в некоторых конструкциях массовых телевизионных приемников, например «Старт-2», «Рекорд-Б», «Заря», «Енисей-2» и др., вообще отказались как от усилителей постоянного тока, так и от схем восстановления средней составляющей сигнала, основываясь на том, что неправильная передача освещенности

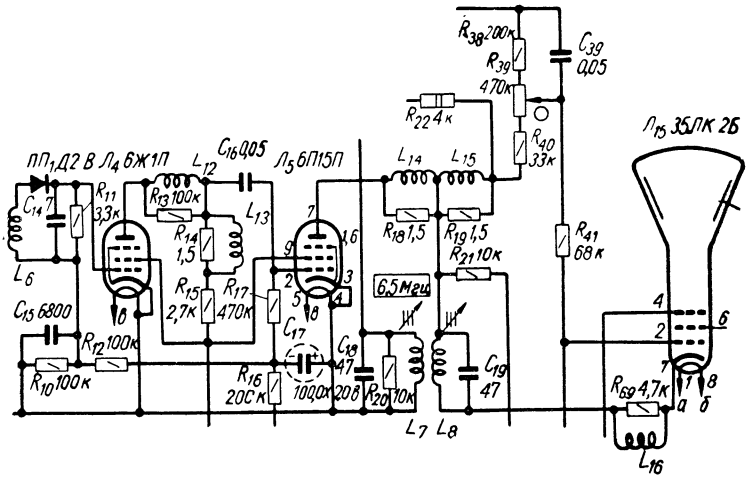


Рис. 326. Схема видеоусилителя телевизионного приемника «Енисей-2».

L_{12}, L_{13}, L_{14}, L_{15}, L_{16} — корректирующие индуктивности, мотаются на сопротивлениях R_{13}, R_{14}, R_{18}, R_{19}, R_6 проводом ПЭЛШО 0,12; L_{12} и L_{13} по 170 витков (164 *мкгн*); L_{14}—113 витков (65 *мкгн*), L_{15}, L_{16} — по 145 витков (112 *мкгн*); L_7, L_8 — образуют полосовой фильтр для выделения ПЧ звука (6,5 *Мгц*). Мотаются на пластмассовых каркасах диаметром 9 *мм* длиной 40 *мм* в один ряд по 38 витков проводом ПЭЛ 0,2. В каркас ввинчивается сердечник СЦР-1.

фона изображения, как правило, не замечается зрителем. В качестве примера усилителя такого типа на рис. 326 приведена схема видеоусилителя телевизора «Енисей-2».

В приемниках высокого класса все же используются видеоусилители постоянного тока, а для сохранения постоянным значения уровня черного, в частности при регулировке контрастности, применяются специальные схемы автоматической регулировки яркости (АРЯ), описанные в § 11.

Если для работы кинескопа требуется большая амплитуда модулирующего напряжения, можно применять парофазную схему видеоусилителя на триодах (рис. 327) или пентодах.

На рис. 328 приведена схема широкополосного усилителя с отрицательной обратной связью, осуществляемой при помощи R_4.

Этот усилитель дает несколько меньшее усиление, чем обычный скорректированный усилитель, однако обладает большей устойчивостью, менее критичен к смене ламп и стабильности источников

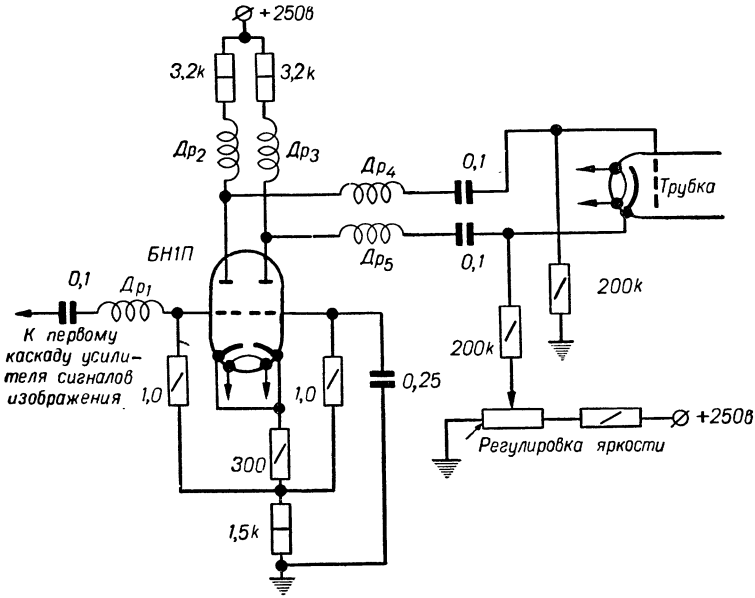


Рис. 327. Усилитель изображений с двухтактным выходом.

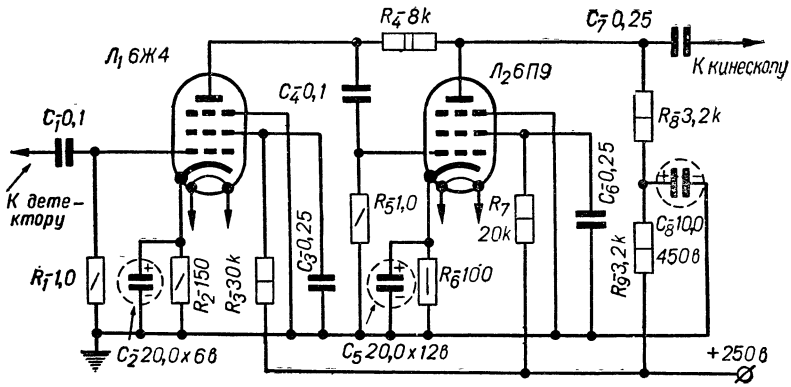


Рис. 328. Широкополосный усилитель с отрицательной обратной связью.

питания, а также не требует наладки при тщательном выполнении монтажа.

При конструировании усилителя с обратной связью следует стремиться к тому, чтобы емкости анодных цепей обеих ламп и сеточной цепи лампы $Л_2$ по отношению к шасси были по возможности меньше. Монтаж следует выполнять жестким проводом, детали располагать на расстоянии 20—30 *мм* от шасси.

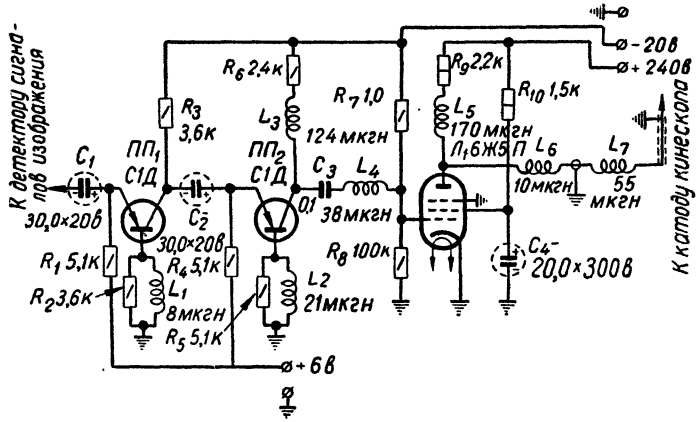


Рис. 329. Схема видеоусилителя с предварительными каскадами на полупроводниковых триодах.

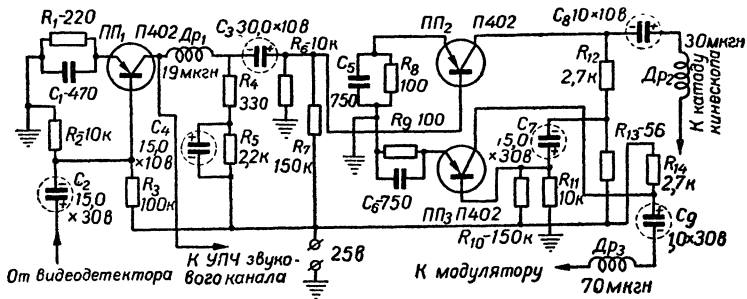


Рис. 330. Схема видеоусилителя на полупроводниковых триодах.

На рис. 329 приведена схема видеоусилителя, предварительные каскады которого смонтированы на полупроводниковых триодах. Максимальная амплитуда выходного напряжения усилителя около 40 *в*. Выход усилителя соединяется с катодом кинескопа кабелем РК-19 длиной 40 *см*, для компенсации емкости которого применяются дроссели L_6 и L_7.

Частотная характеристика усилителя практически линейна до частоты 4 *Мгц*, а на частоте 5 *Мгц* имеет подъем. В области низких частот имеет место 30%-ный завал на частоте 50 *гц*.

На рис. 330 приведена схема видеоусилителя, полностью смонтированного на полупроводниковых триодах. Для обеспечения необходимой амплитуды напряжения выходной каскад усилителя выполнен по двухтактной схеме.

Частотная характеристика усилителя практически линейна до частоты 4,2 *Мгц*, а на частоте 4,5 *Мгц* имеет двухкратный подъем. Для коррекции частотной характеристики используется комплексная обратная связь по току. Для этого в цепи эмиттеров введены *RC*-цепочки, уменьшающие отрицательную обратную связь на высоких частотах.

Коррекция четкости телевизионного изображения в видеоусилителях. Иногда телевизионное изображение воспринимается зрителем как недостаточно четкое. При этом зритель не столько замечает отсутствие мелких деталей, сколько размытость границ перехода от детали одной яркости к другой. Размытость границ переходов наблюдается при апертурных[1] искажениях и недостаточной ширине полосы пропускания телевизионного канала. В некоторых случаях можно добиться субъективного эффекта повышения четкости телевизионного изображения искусственными способами, не прибегая к расширению полосы пропускания телевизионного канала.

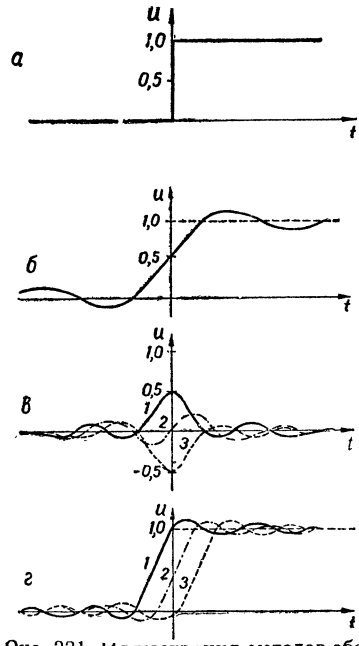


Рис. 331. Иллюстрация методов обострения фронтов видеоимпульсов: *а* — передаваемый импульс; *б* — корректируемый импульс; *в*—возможные формы корректирующих импульсов; *г* — видеоимпульс после коррекции.

Один из способов искусственного повышения четкости изображения заключается в следующем. Допустим, что через систему с ограниченной полосой пропускания передается ступенчатый импульс (рис. 331,*а*). В этом случае форма импульса на выходе приобретает вид кривой (рис. 331,*б*). Если из этого импульса теперь сформировать один из трех корректирующих импульсов, показанных на рис. 331,*в*, а затем сложить с корректируемым (рис. 331,*б*), то результирующий импульс будет иметь вид одной из кривых (рис. 331,*г*), у которых крутизна нарастания фронта больше, чем у исходного корректируемого импульса. Простейший корректирующий импульс может быть получен из исходного дифференцированием. Применяя более сложные схемы формирования, можно получить большую крутизну фронта.

Блок-схема устройства для корректирования резкости границ деталей телевизионного изображения в приемнике приведена на рис. 332. Цепь за-

[1] Апертурные искажения возникают вследствие конечной толщины электронного пучка в телевизионных трубках.

держки в этой схеме служит для того, чтобы уравнять время прохождения до смесителя сигналов изображения и корректирующего. Сложение сигналов может быть выполнено как в специальном смесителе, так и непосредственно на кинескопе.

На рис. 333 приведена практическая схема корректора четкости, примененная в телевизоре «Weltspiegel-743». Видеосигнал, снимаемый с катодной нагрузки триодной части лампы $Л_1$, через частотно-независимую цепь задержки подается на сетку выходной лампы видеоусилителя $Л_2$. Одновременно высокочастотные составляющие видеосигнала поступают на сетку пентодной части лампы $Л_1$. Усиленные и продифференцированные в анодной цепи лампы $Л_1$ высокочастотные составляющие образуют корректирующий сигнал, который смешивается с видеосигналом на сетке лампы $Л_2$ после цепи задержки.

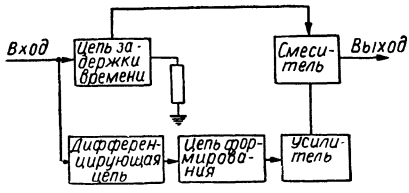


Рис. 332. Блок-схема устройства для корректирования резкости границ деталей изображения в телевизионном приемнике.

Степень усиления дифференцирующего каскада регулируется потенциометром R_8. Контур L_1C_4 представляет фильтр для промежуточной частоты

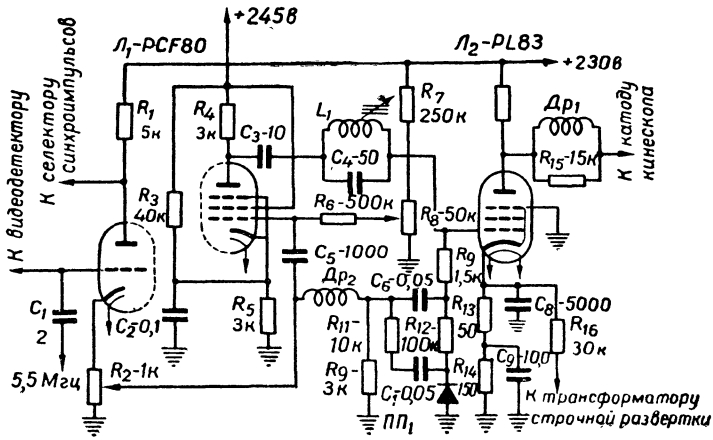


Рис. 333. Схема корректора четкости, применяемая в телевизоре «Weltspiegel-743».

звукового сопровождения в одноканальном приемнике (лампы $Л_1$ и $Л_2$ могут быть заменены подходящими отечественными, например, 6Ф1П и 6П15П).

На рис. 334 приведена по существу аналогичная рассматриваемой схема видеоусилителя с «корректором четкости». Здесь коррекция осуществляется за счет подъема частотных характеристик усилителя в области вы-

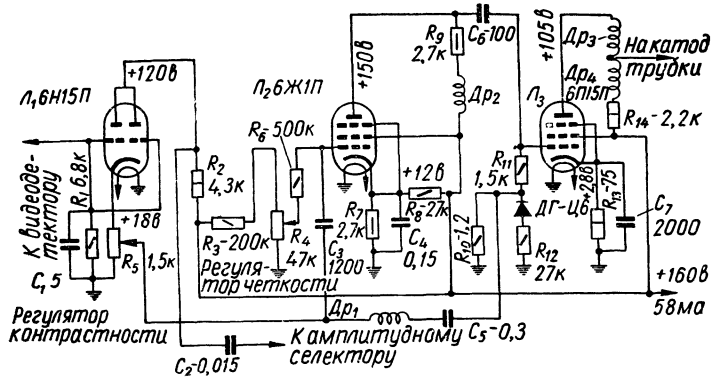


Рис. 334. Схема видеоусилителя с коррекцией четкости.

Корректирующие индуктивности $Др_1$ — 65 витков ПЭЛШО 0,13, намотка «Универсаль» шириной 3 *мм* на сопротивлении ВС-0,25 10 *ком*; $Др_2$ — 90 витков ПЭЛШО 0,15, намотка «Универсаль» шириной 3 *мм* на сопротивлении ВС-0,25 15 *ком*; $Др_3$ — 65 витков, намотка в ряд длиной 30 *мм* на каркасе диаметром 6 *мм*; $Др_4$ — 140 витков ПЭЛШО 0,12, намотка «Универсаль» шириной 4 *мм* на сопротивлении ВС-025 18 *ком*.

соких частот. Частотные характеристики схемы при трех различных положениях потенциометра R_4 приведены на рис. 335.

На рис. 336 приведена схема однокаскадного корректора четкости, выполненного на лампе 6Ж3П в виде приставки к телевизионному приемнику. В этой схеме сигналы смешиваются непосредственно на кинескопе. Видеосигнал подается на катод трубки, а продифференцированный корректирующий сигнал поступает на модулирующий электрод. Отсутствие

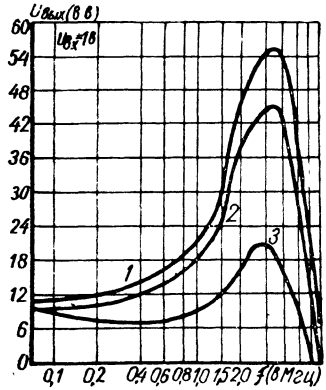


Рис. 335. Частотные характеристики усилителя рис. 334 при различных положениях потенциометра R_4.

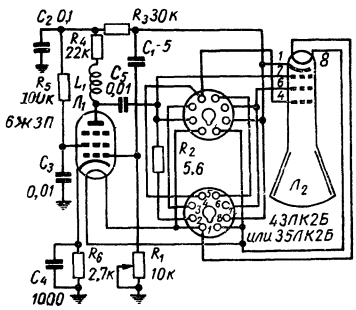


Рис. 336. Схема корректора четкости, выполненного в виде приставки к телевизионному приемнику.

цепи задержки в канале видеосигнала может привести к большей «пластике» (образованию черных полос на границе перехода от светлого к темному и белых — на границе перехода от темного к светлому) на изображении, чем в схеме рис. 333.

§ 6. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ

Для телевизионных сигналов могут быть использованы все способы детектирования, применяемые на частотах радиовещательного диапазона: диодное, сеточное, анодное и катодное (см. § 11 гл. XI).

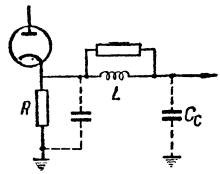


Рис. 337. Схема диодного детектора с корректирующим фильтром.

Детектирование телевизионных сигналов характеризуется некоторыми специфическими особенностями. Если в радиовещательном диапазоне отношение n наивысшей модулирующей частоты F к несущей или промежуточной частоте $f_{пр}$ составляет величину 0,001—0,05, то в телевидении это соотношение равно 0,1—0,3. Поэтому разделение видеосигнала от несущей затрудняется.

В простейшем диодном детекторе с RC-фильтром для подавления несущей желательно выбрать емкость C, шунтирующую сопротивление нагрузки достаточно большой, однако при очень большом значении емкости C будут «заваливаться» высокие частоты видеосигнала. Схема с RC-фильтром обеспечивает удовлетворительное разделение частот при малых значениях n.

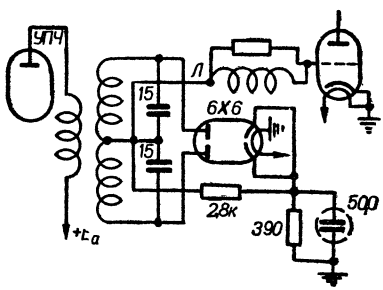


Рис. 338. Схема двухтактного детектора с корректирующим фильтром (приемник «Ленинград Т-1»).

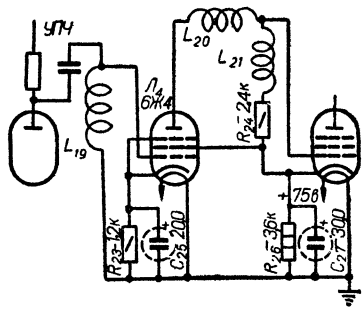


Рис. 339. Схема анодного детектора, примененного в приемнике «Север».

При $n > 0{,}1$ схема работает неудовлетворительно. Одним из способов улучшения разделения частот является применение схемы двухполупериодного детектирования, при котором отделяемое напряжение имеет вдвое большую частоту, чем $f_{пр}$, что приводит к уменьшению n в два раза.

Другой способ заключается в том, что вместо фильтра RC в детекторе применяется фильтр нижних частот (см. гл. VII), обладающий более крутым, чем фильтр RC, спадом характеристики за пределами полосы пропускания, что позволяет даже при небольшом отношении n получить хорошее разделение частот. Схема детектора с корректирующим фильтром представлена на рис. 337.

На рис. 338 приведена комбинированная схема двухтактного детектора с корректирующим фильтром.

На рис. 339 показана схема анодного детектора, примененная в телевизионном приемнике «Север». Схема катодного детектирования приведена на рис. 237.

Значительное распространение получили детекторы, смонтированные на полупроводниковых диодах. Малое входное сопротивление детектора не является существенным недостатком при детектировании телевизионных сигналов, поскольку так или иначе в целях увеличения полосы пропускания контуры усилителя промежуточной (или высокой) частоты необходимо шунтировать. В схемах на рис. 323, 325 применены детекторы на полупроводниковых диодах. Следует отметить, что малое внутреннее сопротивление такого детектора позволяет получить хорошую передачу напряжения (порядка 0,6—0,7) при малых сопротивлениях нагрузки детектора R (рис. 337), применяемых в телевидении из-за широкой полосы модулирующих частот.

§ 7. ПОЛОСОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В УВЧ и УПЧ телевизионных приемников применяются полосовые усилители, отличительной особенностью которых является большая величина отношения ширины полосы пропускания ΔF к средней частоте f_0

$$\frac{\Delta F}{f_0} = 0{,}1 \div 0{,}3.$$

В связи с этим в телевизионных устройствах применяются в основном два типа полосовых усилителей:

1) с одноконтурными взаимно расстроенными каскадами;

2) с двухконтурными фильтрами.

На рис. 340 приведена принципиальная схема одноконтурного усилительного каскада. Полосовые усилители строятся путем комбинации одной или нескольких групп из n подобных взаимно расстроенных каскадов.

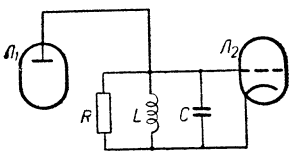


Рис. 340. Принципиальная схема одноконтурного резонансного усилителя.

В табл. 127 приводятся необходимые данные для расчета и построения усилителя с заданной полосой пропускания при отношении

$$\frac{\Delta F}{f_0} = \delta \leqslant 0{,}3 - 0{,}4.$$

Произведение коэффициента усиления K на полосу пропускания ΔF для группы n взаимно расстроенных каскадов с результирующей плоской характеристикой в случае применения одинаковых ламп во всех каскадах[1]

$$K\Delta F = \frac{S}{2\pi C},$$

где S — крутизна характеристики лампы;
C — емкость контура.

[1] Это выражение аналогично выражению для одноконтурного каскада $K\Delta F = S/2\pi C$. Для сравнения между собой различных схем удобно ввести нормирование величины $K\Delta F$ в единицах $S/2\pi C$, тогда в рассматриваемом случае системы взаимно расстроенных контуров $K\Delta F = 1$.

Таблица 127

Данные для расчета усилителя

Число каскадов в группе	Составляющие одноконтурные каскады
Пара взаимно расстроенных каскадов	Два каскада, настроенные на частоты $f_0 + 0{,}35\Delta F$ и $f_0 - 0{,}35\Delta F$, с коэффициентом затухания 0,71δ.
Тройка взаимно расстроенных каскадов	Два каскада, настроенные на частоты $f_0 \pm 0{,}43\Delta F$, с коэффициентом затухания 0,5δ. Один каскад, настроенный на среднюю частоту f_0, с коэффициентом затухания δ.
Четверка взаимно расстроенных каскадов	Два каскада, настроенные на частоты $f_0 \pm 0{,}46\Delta F$, с коэффициентом затухания 0,5δ. Два каскада, настроенные на частоты $f_0 \pm 0{,}92\Delta F$, с коэффициентом затухания 1,19δ.
Пятерка взаимно расстроенных каскадов	Два каскада, настроенные на частоты $f_0 \pm 0{,}48\Delta F$, с коэффициентом затухания 0,31δ. Два каскада, настроенные на частоты $f_0 \pm 0{,}29\Delta F$, с коэффициентом затухания 0,81δ. Один каскад, настроенный на среднюю частоту f_0, с коэффициентом затухания δ.

Пример. Рассчитать усилитель на лампах 6Ж4 с тройкой взаимно расстроенных каскадов, плоской характеристикой, полосой пропускания $\Delta F = 5$ *Мгц* и со средней частотой $f_0 = 25$ *Мгц*.

Определяем

$$\delta = \frac{\Delta F}{f_0} = \frac{5}{25} = 0{,}2.$$

По табл. 127 находим частоты настройки и затухание каждого контура: для I и III каскадов

$$f_{1,3} = f_0 \pm 0{,}43\,\Delta F = (25 \pm 2{,}15)\ Мгц;$$
$$f_1 = 27{,}15\ Мгц;\ f_3 = 22{,}85\ Мгц;$$
$$\delta_{1,3} = 0{,}5\,\delta = 0{,}1 \text{ и } \Delta F_{1,3} = 0{,}5\,\Delta F = 2{,}5\ Мгц;$$

для II каскада $f_2 = f_0 = 25$ *Мгц*;

$$\delta_2 = \delta = 0{,}2 \text{ и } \Delta F_2 = \Delta F = 5\ Мгц.$$

Принимая для лампы 6Ж4 $S = 9$ *ма/в* и $C = C_{вх} + C_{вых} + C_м = 25$ *пф*, получим

$$\frac{S}{2\pi C} = \frac{9 \cdot 10^{-3}}{2\pi 25 \cdot 10^{-12}} = 57{,}3 \cdot 10^6\ гц = 57{,}3\ Мгц.$$

Отсюда среднее усиление каскада

$$K = \frac{S}{2\pi C \Delta F} = \frac{57{,}3}{5} = 11{,}5.$$

Общее усиление тройки каскадов

$$K_{\text{общ}} = 11{,}5^3 = 1500.$$

Сопротивления нагрузок определяются из условия, что полоса пропускания каскада $\Delta F = \frac{1}{2\pi CR}$, откуда

$$R_{1,3} = \frac{1}{2\pi C \Delta F_{1,3}} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 25 \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-6}} = 2500 \text{ ом};$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C \Delta F_2} = 1250 \text{ ом}.$$

При последовательном соединении m групп из n каскадов с взаимно расстроенными контурами с плоской характеристикой общая полоса пропускания сужается по сравнению с полосой пропускания одной группы:

Число последовательно включенных троек m	1	2	3	4
Относительная полоса пропускания усилителя	1	0,86	0,8	0,76

Тройка каскадов с избыточной расстройкой. На рис. 341 приведены частотные характеристики тройки взаимно расстроенных каскадов с избы-

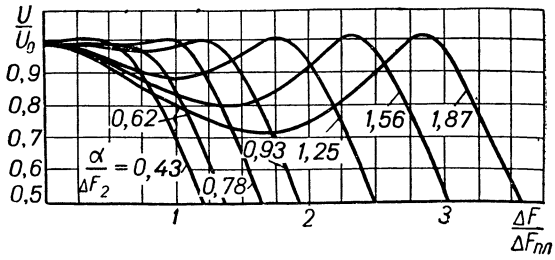


Рис. 341. Частотные характеристики тройки взаимно расстроенных каскадов с избыточной расстройкой.

точной расстройкой (дается только правая половина кривой). По оси ординат отложено относительное изменение амплитуды напряжения $\frac{U}{U_0}$ (где U_0 — напряжение на частоте f_0), а по оси абсцисс отклонение от резонансной частоты $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\text{пл}}}$ в долях ширины полосы пропускания тройки каскадов с плоской характеристикой, измеренной на уровне $0{,}7\Delta F_{\text{пл}}$. Кривые построены для разных значений параметра $\alpha = (f_{1,3} - f_0)$, характеризующего степень расстройки. Для усилителя с плоской характеристикой $\alpha = 0{,}43\ \Delta F_2$.

При $\alpha = 0{,}43\ \Delta F$ в кривой появляются провалы, величина которых тем больше, чем больше расстройка контуров.

Как видно из приведенных кривых, можно при незначительном провале в середине частотной характеристики получить большое расширение общей полосы пропускания.

Ниже приведена зависимость произведения $K\Delta F$ от степени расстройки α (за единицу принято произведение $K\Delta F$, соответствующее системе с плоской характеристикой, см. сноску на стр. 473).

$\alpha/\Delta F_2$	0,43	0,62,	0,78,	0,93	1,25	1,56	1,87
$K\Delta F$	1	1,06	1,15	1,25	1,41	1,51	1,58

Эта зависимость показывает, что при общей неравномерности частотной характеристики в 3 *дб* при избыточной расстройке, соответствующей $1{,}87\Delta F_2$, коэффициент усиления на каскад в 1,58 раза больше, чем в случае плоской характеристики.

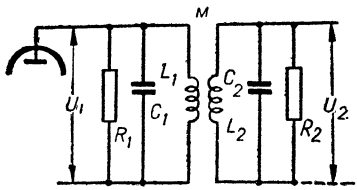


Рис. 342. Принципиальная схема двухконтурного полосового усилителя с индуктивной связью.

Двухконтурные цепи. На рис. 342 приведена принципиальная схема двухконтурного полосового усилителя с индуктивной связью между контурами. Двухконтурная система межкаскадной связи позволяет при данной полосе пропускания получить большее усиление на каскад, чем система одноконтурных цепей. Полоса пропускания двухконтурной системы зависит как от параметров (добротности Q) отдельных контуров, так и от величины коэффициента связи k между контурами.

То значение k, при котором для данного значения Q усиление будет максимальным, называется *критическим коэффициентом связи*. *Переходным значением коэффициента связи* называется такое значение, при котором кривая избирательности является наиболее плоской. Для случая равных Q величины критической и переходной связи совпадают.

На рис. 343 приведена зависимость произведения коэффициента *усиление — полоса пропускания* ($K\Delta F$) для двухконтурной цепи с переходной связью как функция $\rho = \frac{Q_1}{Q_2}$. Из этой кривой видно, что при равных Q ($Q_1 = Q_2 = Q$) величина $K\Delta F = \sqrt{2}$ и стремится к 2 при Q_1 стремящемся к ∞ [1].

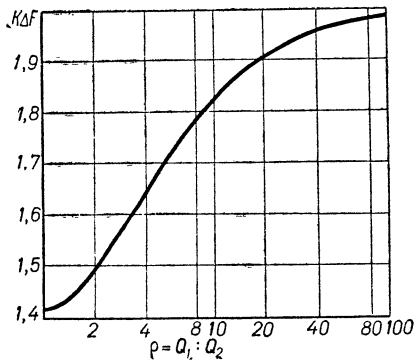


Рис. 343. Коэффициент *усиление — полоса пропускания* для двухконтурной цепи с переходной связью.

[1] Практически, когда $Q_1 \gg Q_2$. Контуры Q_1 и Q_2 равноправны поэтому при $Q_2 > Q_1$ будет тот же результат, если принять $\rho = \frac{Q_2}{Q_1}$.

На рис. 344 приведены графики для расчета двухконтурной цепи с переходной связью при равных Q.

Пример. Рассчитать усилитель по данным примера на стр. 474 для двухконтурной цепи с равными Q, принимая $C_1 = 12{,}5$ *пф* и $C_2 = 12{,}5$ *пф*.

1. По кривой *а* рис. 344 для $\frac{\Delta F}{f_0} = 0{,}2$ находим коэффициент связи $k = 0{,}14$.

2. По кривой *б* для $k = 0{,}14$ определяем частоту настройки первичного и вторичного контуров $\frac{f_1}{f_0} = \frac{f_2}{f_0} \approx 1$.

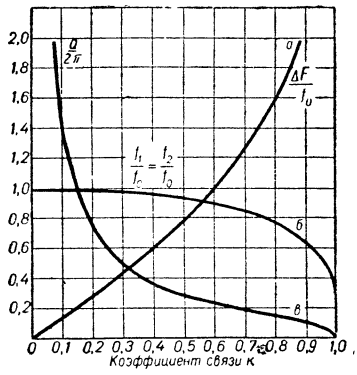


Рис. 344. Расчетные графики для двухконтурной цепи с низким Q ($Q < 20$) и переходной связью: $Q_1 = Q_2 = Q$; $Q/2\pi = f_0C_1R_1 = f_0C_2R_2$.

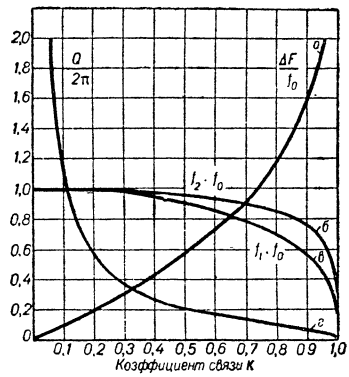


Рис. 345. Расчетные графики для двухконтурной цепи с низким Q ($Q < 20$) и переходной связью: $Q_1 = \infty$; $Q_2 = Q$; $Q/2\pi = f_0C_2R_2$.

Таким образом, оба контура настраиваются на среднюю частоту полосы пропускания f_0.

3. По кривой *в* находим величину $\frac{Q}{2\pi} = 1{,}05$, отсюда $Q = 1{,}05 \times 2\pi = 6{,}6$.

4. Вычисляем величину шунтирующих сопротивлений по формуле

$$\frac{Q}{2\pi} f_0 R_1 C_1 = f_0 R_2 C_2.$$

Так как $C_1 = C_2 = C$, то

$$R_{1,2} = \frac{Q}{2\pi f_0 C} = \frac{6{,}6}{6{,}28 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 12{,}5 \cdot 10^{-12}} = 3300 \text{ ом}.$$

5. Коэффициент усиления в середине полосы пропускания для двухконтурной цепи с равными Q и переходной связью

$$K = \sqrt{2}\,\frac{S}{2\pi 2\sqrt{C_1C_2}\,\Delta F} = \frac{2 \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{6{,}28 \cdot 2\sqrt{12{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 12{,}5 \cdot 10^{-12}} \cdot 5 \cdot 10^{6}} = 16{,}2.$$

На рис. 345 приведены кривые, аналогичные кривым на рис. 344, для расчета двухконтурной цепи, нагруженной только с одной стороны, когда Q_1 или Q_2 стремится к ∞ [1].

Для рассматриваемого случая (с учетом графика рис. 343)

$$K\Delta F = 2\,\frac{S}{2\pi 2\sqrt{C_1C_2}} = \frac{S}{2\pi\sqrt{C_1C_2}}.$$

При расчете усилителя, состоящего из n одинаковых двухконтурных каскадов с переходной связью, следует учесть, что общая полоса пропускания, измеренная на уровне 0,7 $\frac{U}{U_0}$, уменьшается по сравнению с полосой одного каскада пропорционально коэффициенту $(2^{1/n}-1)^{1/4}$:

Число двухконтурных каскадов n	1	2	3	4
Относительная полоса пропускания	1	0,8	0,71	0,66

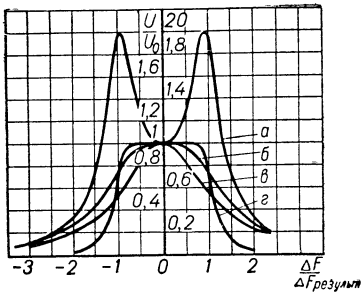


Рис. 346. Резонансные кривые пары каскадов с различным затуханием:
а, б, в — частотные характеристики отдельных каскадов; *г* — результирующая кривая.

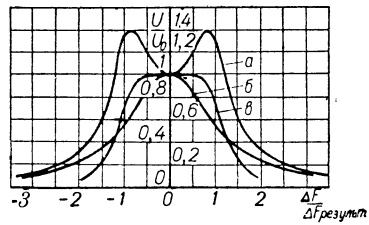


Рис. 347. Резонансные кривые тройки каскадов с различным затуханием:
а, б — частотные характеристики отдельных каскадов; *в* — результирующая кривая.

Комбинируя n двухконтурных цепей с различной связью, можно устранить сужение общей полосы пропускания, которое происходит при последовательном соединении одинаковых цепей.

На рис. 346 приведена форма резонансных кривых для пары каскадов, а на рис. 347 для тройки каскадов с различным затуханием. По оси ординат отложено относительное изменение напряжения $\frac{U}{U_0}$, а по оси абсцисс — относительная расстройка $\frac{\Delta F}{\Delta F_{\text{результ}}}$, где $\Delta F_{\text{результ}}$ — ширина результи-

[1] Практически, когда $Q_1 \gg Q_2$ или $Q_1 \ll Q_2$.

рующей частотной характеристики усилителя, измеренная на уровне $0{,}7\frac{U}{U_0}$. Если применить в каждом каскаде двухконтурную цепь, нагруженную только с одной стороны (Q_1 или $Q_2=\infty$), то контуры рассчитываются следующим образом:

1. Выбираем коэффициент связи $k = \delta = \frac{\Delta F}{f_0}$ одинаковым для полосовых фильтров во всех каскадах.

2. Качество нагруженного контура в ν-ступени n-каскадного усилителя

$$Q_\nu = \frac{1}{2\delta \sin \frac{2\nu - 1}{4n}\pi}.$$

В соответствии с этим для пары двухконтурных каскадов ($n=2$) качество нагруженного контура в первом каскаде ($\nu = 1$)

$$Q_{\text{I}} = \frac{1}{2\delta \sin \frac{\pi}{8}} = \frac{1}{0{,}766\delta}.$$

Качество контура во втором каскаде ($\nu = 2$)

$$Q_{\text{II}} = \frac{1}{2\delta \sin \frac{3\pi}{8}} = \frac{1}{1{,}85\,\delta}.$$

Для тройки двухконтурных каскадов ($n = 3$)

$$Q_{\text{I}} = \frac{1}{2\delta \sin \frac{\pi}{12}} = \frac{1}{0{,}518\delta};$$

$$Q_{\text{II}} = \frac{1}{2\delta \sin \frac{3\pi}{12}} = \frac{1}{1{,}41\delta};$$

$$Q_{\text{III}} = \frac{1}{2\delta \sin \frac{5\pi}{12}} = \frac{1}{1{,}93\delta}.$$

В рассматриваемом случае усиление на каскад, умноженное на полосу пропускания (между точками 3 *дб*),

$$K\Delta F = 2\frac{R}{2\pi 2\sqrt{C_1 C_2}}.$$

Ниже приведены данные об уменьшении общей полосы пропускания при последовательном соединении соответственно m пар и n троек каскадов с различным затуханием.

Число пар двухконтурных каскадов m	1	2	3	4	5
Относительная полоса пропускания	1	0,896	0,845	0,812	0,782
Число троек двухконтурных каскадов n	1	2	3	4	5
Относительная полоса пропускания	1	0,929	0,894	0,871	0,848

Возможна также комбинация двухконтурного каскада с одноконтурным. Тогда для пары каскадов качество одиночного контура должно быть 0,72δ. Однако при этом усиление будет несколько меньше, чем в случае, когда в обоих каскадах применяются двухконтурные цепи.

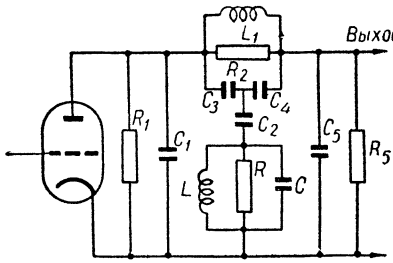


Рис. 348. Схема Т-образного полосового усилителя.

Т-образный полосовой усилитель. На рис. 348 приведена схема полосового усилителя, получившего название Т-каскада. Усилитель обеспечивает необходимую избирательность телевизора как на частоте звукового сопровождения, так и на более высоких частотах без применения дополнительных режекторных контуров.

Из схемы видно, что индуктивность L_1 и контур LRC включены в противоположные диагонали моста, два плеча которого образованы емкостями C_3 и C_4, а два других параллельно включенными R_1C_1 и R_5, C_5, поэтому при балансе моста, когда выполняется условие

$$\frac{C_4}{C_3} = \frac{C_5}{C_1} = \frac{R_1}{R_5} = p,$$

взаимным влиянием контуров LCR и $L_1R_2C_3C_4$ можно пренебречь и рассматривать работу каждого контура в отдельности.

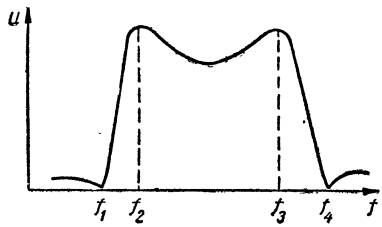


Рис. 349. Частотная характеристика схемы рис. 348.

На частоте ниже резонансной расстройка контура индуктивная. Совместно с емкостью C_2 она образует последовательный контур с резонансом на частоте f_1, при которой усиление каскада минимально (рис. 349). Параллельно контуру LC через конденсаторы C_2, C_3, C_4 подключаются емкости C_1 и C_5 и возникает сложный контур с параллельным резонансом на частоте f_2, при которой усиление каскада достигает максимума. Кроме того, усиление достигает максимума и на частоте f_3 при резонансе цепи L_1, C_3, C_4, C_1, C_5, а также минимума на частоте f_4, определяемой резонансом контура $L_1C_4C_3$. Этим обусловливается форма частотной характеристики, представленной на рис. 349.

Схема рассчитывается следующим образом: задавшись значениями f_1 и f_2, определяют

$$C_2 = (1 + a)\frac{n^2 - 1}{1 - a(n^2 - 1)}C_1,$$

$$C_3 + C_4 = \frac{f_3^2}{f_4^2 - f_3^2} \cdot \frac{C_1 C_5}{C_1 + C_5},$$

где

$$a = \frac{C}{C_2}; \quad n = \frac{f_2}{f_1}.$$

Для сохранения независимости регулировки обоих колебательных контуров необходимо выполнение условия

$$\frac{C_3}{C_4} = \frac{C_5}{C_1} = \frac{R_1}{R_5}.$$

При заданных f_1, f_2 и C_1 емкости C и C_2 выбираются произвольно. Это позволяет экспериментально подобрать такие параметры схемы, при которых затухание контура минимально, а режекция, т. е. отсос энергии на частоте f_1 и f_4, максимальна.

Сравнение различных схем усилителей. 1. По коэффициенту усиление — полоса пропускания на каскад наиболее выгодными являются усилители с двухконтурными цепями, нагруженными только с одной стороны, со связью больше и меньше переходной. Затем следуют цепи, в которых применяются комбинации одноконтурного каскада с двухконтурными, нагруженными на одном и на двух концах; наконец, идут системы с расстроенными контурами, у которых произведение

$$K\Delta F = 1 \div 1{,}55.$$

Т-каскад совместно с одноконтурным усилителем дает примерно такое же усиление, как тройка взаимно расстроенных каскадов с одиночным контуром.

2. По избирательности. На избирательность влияет крутизна склонов частотной характеристики. Поэтому избирательность будет тем лучше, чем больше каскадов настроены на разные частоты. Например, у тройки каскадов с взаимно расстроенными контурами избирательность лучше, чем у пары каскадов, у четверки или пары двухконтурных каскадов с различным затуханием еще лучше и т. д.

Таким образом, если необходимо получить лучшую избирательность, то выгоднее, например, в четырехкаскадном усилителе применять четверку взаимно расстроенных каскадов вместо двух пар взаимно расстроенных каскадов.

3. Простота. Простейшими, несомненно, являются усилители с резонансными одноконтурными каскадами. Двухконтурные фильтры по конструкции значительно сложнее из-за необходимости обеспечения определенного коэффициента связи между обмотками.

4. Устойчивость настройки тем больше, чем проще система связи.

Тройки каскадов с взаимно расстроенными контурами менее устойчивы, чем двойки; двухконтурные каскады с равными Q менее критичны к настройке, чем двухконтурные каскады, нагруженные только на одном конце; наконец, схемы с различным затуханием, нагруженные на одном конце, в высшей степени критичны к настройке (при незначительной расстройке одного из контуров сильно изменяется форма частотной характеристики).

Конструктивное выполнение усилителей высокой частоты. При конструировании усилителей необходимо учесть, что получить коэффициент связи $k > 0{,}3$ с помощью трансформатора без сердечника и $k > 0{,}5$ с помощью трансформатора с сердечником из порошкового железа трудно, если только обмотки не перекрывают друг друга.

Часто в высокочастотных усилителях с большим коэффициентом усиления возникает положительная обратная связь, которой может

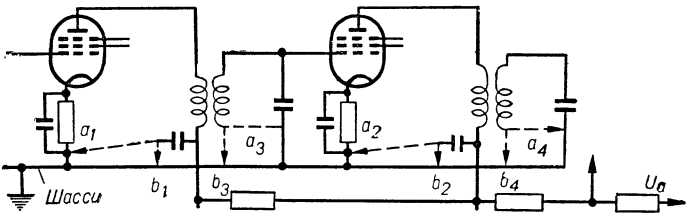


Рис. 350. Соединение элементов в схеме полосового усилителя с трансформаторной связью:

а — правильное; *b* — неправильное.

быть охвачен один каскад, группа каскадов или же весь усилитель. Такая связь может привести к самовозбуждению.

Для предупреждения самовозбуждения необходимо принять специальные меры при монтаже усилителя. В частности каждый каскад необходимо монтировать так, чтобы не было общих цепей, по которым протекали бы токи двух или нескольких ступеней.

На рис. 350 показано правильное и неправильное соединение элементов в схеме полосового усилителя с трансформаторной связью. Каскад необходимо заземлять только в одной точке.

В усилителях с одиночными контурами принципиально невозможно полностью разделить цепи каждого каскада по высокой частоте, поэтому усилители с одиночными контурами являются менее устойчивыми. Для устранения этого недостатка в усилителях с взаимно расстроенными контурами применяются высокочастотные трансформаторы с коэффициентом связи, близким к единице, имеющие те же качественные показатели, что и одиночные контуры.

На рис. 351 приведена схема такого каскада, а на рис. 352 — вариант конструкции катушки с двойной обмоткой.

Одной из причин самовозбуждения является связь между входными и выходными проводниками вследствие плохой экранировки, в частности, из-за плохого заземления наружного проводника входного коаксиаль-

ного кабеля. Во избежание неполадок этот проводник (чулок) должен быть закатан назад симметрично в радиальном направлении и припаян к шасси непосредственно в точке входа.

Для предотвращения связи по накалу необходимо в накальных цепях поставить развязки, состоящие из индуктивностей 0,3—0,5 *мкгн* и емкостей 500—2000 *пф* (рис. 353).

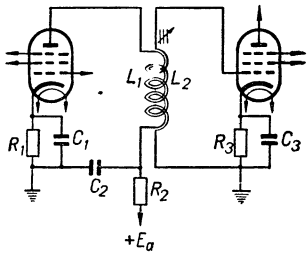


Рис. 351. Схема усилителя, использующего контур с двойной обмоткой.

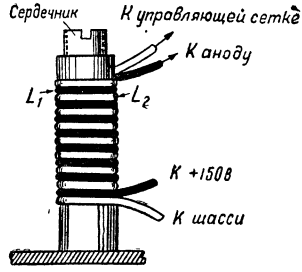


Рис. 352. Конструкция катушки с двойной обмоткой.

Основным элементом развязывающих цепей питания анода, накала, экранных сеток является шунтирующий конденсатор. При низких частотах индуктивностью выводов этого конденсатора можно пренебречь, но при частотах 30—60 *Мгц* и больше влияние индуктивности весьма существенно (индуктивное сопротивление провода диаметром 0,8 и длиной 25 *мм* на частоте 30 *Мгц* равно 4 *ом*, а на частоте 60 *Мгц* — 8 *ом*).

Иногда целесообразно использовать индуктивность L выводов конденсатора, которая вместе с емкостью C образует последовательный колебательный контур. Если подобрать нужную резонансную частоту контура LC, то он будет лучше шунтировать цепь накала, чем один конденсатор. Для шунтирующего конденсатора, например, типа КСО емкостью 2000 *пф* на частоте 60 *Мгц* необходим провод длиной порядка 4 *мм*.

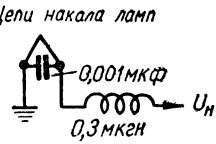


Рис. 353. Схема развязки цепей накала в высокочастотных усилителях.

Иногда анодные и накальные цепи питаются через медные шины шириной 20—30 *мм*. Между шиной и шасси прокладывается тонкий (0,1 *мм*) изоляционный материал; таким образом, медная шина с шасси образуют конденсатор, емкость которого используется для развязки.

В усилителях высокой частоты встречается и так называемая волноводная обратная связь. Этот тип паразитной связи заключается в том, что в полости шасси, как в волноводе, распространяются электромагнитные колебания, возбужденные одной из катушек. Благодаря этому осуществляется связь между разными каскадами. Для предотвращения волноводной связи следует изготовить шасси по возможности узким и длинным, а в усилителях с очень большим усилением установить перегородки.

Признаки положительной обратной связи. Очень сильная обратная связь вызывает паразитные колебания. Умеренная обратная связь проявляется в изменении выходного напряжения при перемещении заземляющих соединений либо при дотрагивании рукой до проводов внешнего источника питания или заземления их через большую емкость.

Изменение ширины полосы пропускания усилителя на 10—20%, а также появление добавочных максимумов и минимумов в полосе пропускания при изменении напряжения анодного питания также служит признаком паразитной обратной связи.

Обратная связь по накалу обнаруживается при отсоединении накала одной или нескольких ламп и одновременном наблюдении за формой частотной характеристики усилителя.

Если самовозбуждение существует, то форма характеристики в момент отсоединения накала изменяется скачком.

Изменение частотной характеристики лучше всего наблюдать, пользуясь анализатором спектра, но можно обойтись и генератором стандартных сигналов с вольтметром. Устанавливая частоту колебаний ГСС в нескольких точках полосы пропускания усилителя и производя одни и те же пробы, наблюдают за показаниями вольтметра. Если показания вольтметра изменяются, то это значит, что имеются паразитные связи.

Чтобы обнаружить волноводную обратную связь, надо закоротить металлическим стержнем или листом противоположные стенки шасси; при этом наблюдают, не изменяются ли признаки обратной связи. Волноводную обратную связь предотвращают, главным образом, изменяя конструкцию шасси или устанавливая добавочные перегородки.

Простейший способ определения паразитных колебаний: в цепь анодного питания включают миллиамперметр и наблюдают за его показаниями при постепенном увеличении анодного напряжения. Если при некотором напряжении анодный ток изменяется скачкообразно, то это свидетельствует о наличии паразитных колебаний.

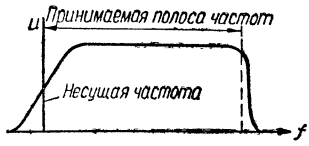


Рис. 354. Расположение несущей частоты изображения относительно полосы пропускания усилителя высокой частоты телевизионного приемника.

Методика настройки усилителей высокой частоты. Как известно, подавление нижней боковой полосы частот в телевидении осуществляется неполностью. Колебания частот, находящихся выше несущей более чем на 0,75 *Мгц*, передаются одной боковой полосой, в то время как колебания частот ниже 0,75 *Мгц* передаются частично и второй боковой полосой, поэтому они в полном сигнале имеют преобладающее значение, не соответствующее действительному распределению частотных составляющих в нормальном сигнале изображения. Для компенсации преобладающих в телевизионном сигнале низких частот несущая частота изображения располагается в приемном устройстве на склоне частотной характеристики усилителя высокой (или промежуточной) частоты (рис. 354).

Усилители высокой (или промежуточной) частоты можно настроить с помощью генератора стандартных сигналов (например, типа ГСС-7 или ГМВ)и вольтметра. Однако работу по настройке можно существенно облегчить, используя специальные генераторы качающейся частоты (свипгенераторы), например, типа 102-И, ПНТ и др. (см. гл. XVI).

Настройка усилителя с одиночными контурами. При настройке усилителя с одиночными контурами настраивают каждый контур на расчетную частоту и обеспечивают необходимую ширину полосы пропускания контура. На рис. 355 приведена схема трехкаскадного усилителя промежуточной частоты с взаимно расстроенными контурами.

В качестве простейшего рассмотрим способ настройки с помощью вольтметра постоянного тока и генератора стандартных сигналов, например ГСС-7 или ГМВ. К нагрузке детектора ($Л_4$) подключается вольтметр постоянного тока (входное сопротивление вольтметра должно быть в несколько раз больше сопротивления нагрузки детектора). На вход лампы $Л_1$ через коаксиальный кабель подключается генератор стандартных сигналов (см. гл. XVI) с малым выходным сопротивлением (несколько десятков ом).

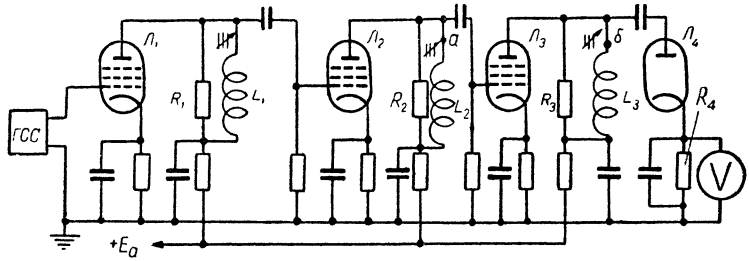


Рис. 355. Схема включения приборов для настройки полосового усилителя с одиночными взаимно расстроенными контурами.

Катушки L_2 и L_3 отпаиваются в точках *а* и *б*, а сопротивления R_2 и R_3 временно шунтируются дополнительными сопротивлениями по несколько сотен ом. На ГСС устанавливается частота f_1, на которую должен быть настроен первый контур. Затем катушка L_1 настраивается на частоту f_1. Замечаются амплитуда входного напряжения $U_{вх}$ и максимальные показания вольтметра $V_м$. После этого определяется ширина резонансной кривой на уровне 0,7. Для этого напряжение на входе лампы $Л_1$ поддерживается равным 1,4 $U_{вх}$. Затем изменяется частота ГСС сначала в одну сторону до тех пор, пока напряжение на вольтметре не станет равным величине $V_м$, затем в другую. Разность частот, при которых показания вольтметра равны $V_м$, представляет ширину полосы пропускания первого контура. Если полоса окажется шире расчетной, то следует увеличить сопротивление R_1, если уже — уменьшить. На этом настройка первого контура заканчивается.

Затем необходимо подпаять конец катушки L_2 к точке *а*, отключить сопротивление, шунтирующее R_2, а ГСС переключить на вход лампы $Л_2$. Благодаря тому, что ГСС имеет малое выходное сопротивление, резонансные свойства контура L_1 не будут проявляться. Для подключения ГСС лучше всего вынуть из панельки лампу $Л_1$ и подключить его выход с помощью переходной колодки к гнезду ножки анода $Л_1$ через емкость 500—2000 *пф*. Настройка контура L_2 на частоту f_2 и подгонка ширины полосы пропускания контура производятся так же, как это было сделано для контура L_1. Аналогично настраивается третий контур. После этого ГСС вновь подключается на вход первого каскада.

снимается полная частотная характеристика усилителя и при необходимости вводятся коррективы.

Настройка двухконтурных усилителей. Рассмотрим методику настройки двухконтурного усилителя с помощью ГСС и лампового вольтметра. ГСС подключается ко входу лампы $Л_1$ (рис. 356). Анод лампы $Л_2$ отключается от схемы и подключается к источнику анодного питания через небольшое (несколько сотен ом) сопротивление R_3, на котором ламповым вольтметром измеряется падение напряжения.

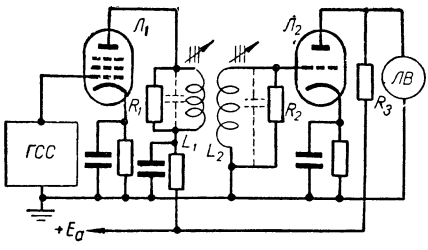


Рис. 356. Схема включения приборов для настройки полосового усилителя с двухконтурной связью.

Сначала сильно шунтируется катушка L_1 (сопротивлением в 5—6 раз меньшим, чем R_1) и настраивается катушка L_2 на соответствующую частоту, затем восстанавливается прежнее значение R_1 и шунтируется вторичная цепь, а первичная цепь настраивается на нужную частоту. После восстановления величин шунтирующих сопротивлений R_1 и R_2 регулируется связь до получения желаемой формы частотной характеристики. Иногда приходится процесс настройки проводить несколько раз, изменять величины шунтирующих сопротивлений прежде, чем будет получена желаемая полоса пропускания.

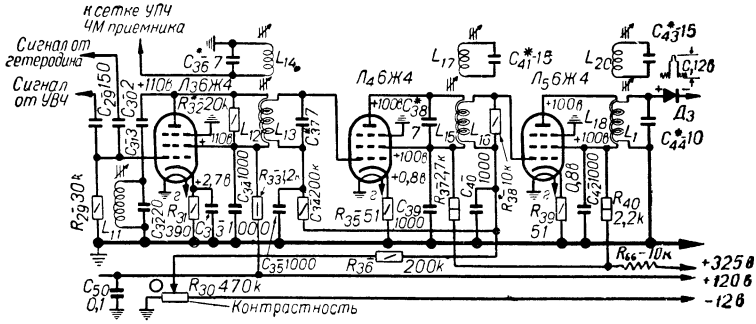


Рис. 357. Схема УПЧ телевизионного приемника «Темп».

Катушки L_{11}—L_{20} наматываются на каркасах диаметром 9 *мм* проводом ПЭЛШО 0,31; L_{11} и L_{14}—рядовая намотка по 12 витков; L_{17} и L_{20}—то же, но по 14 витков; L_{15} и L_{16}; L_{14} и L_{15}; L_{18} и L_{19}—двойная намотка соответственно по 13, 12 и 13 витков. Частоты настройки контуров: L_{12}, L_{13}, C_{37}—30 *Мгц*. L_{15}, L_{16}, C_{38}—34 *Мгц*; L_{18}, L_{19}, C_{41} — 32 *Мгц*; $L_{14}C_{36}$; $L_{17}C_{41}$; $L_{20}C_{43}$—27,75 *Мгц*.

После настройки усилителя необходимо вновь проверить, не возникло ли самовозбуждение.

Особенности настройки Т-каскадов. При настройке Т-каскада предварительно настраивается контур $L_1C_3C_4$ (рис. 348) на частоту УПЧ f_3 (рис. 349). Для принятого в СССР стандарта $f_3 = 33{,}5$ *Мгц*. Затем настраивается контур LC (по минимуму) на частоту $f_1 = 27{,}75$ *Мгц*. Особое внимание следует обратить на крутизну склона частотной характеристики усилителя, в середине которой расположена несущая частота изображения. Чрезмерная крутизна этого склона вызывает белую окантовку слева от вертикальных черных полос и расплывчатость их справа. Слишком малая крутизна приводит к низкой избирательности. Оптимальным для принятой в СССР ПЧ является такая крутизна характеристики, при которой на частоте 34,25 *Мгц* усиление уменьшается в два раза.

Крутизна склона частотной характеристики зависит от соотношения между индуктивностью L_1 и емкостями C_3C_4 контура, а также от степени его шунтирования.

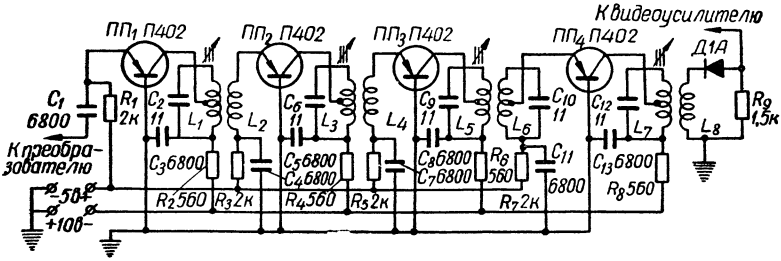


Рис. 358. Схема УПЧ на полупроводниковых триодах.

Практические схемы усилителей промежуточной частоты. На рис. 357 приведена схема УПЧ телевизионного приемника «Темп». Контуры L_{14}, C_{36}, L_{17}, C_{41}, L_{20}, C_{43} являются режекторными и предназначены для создания большого затухания на несущей частоте звукового сопровождения.

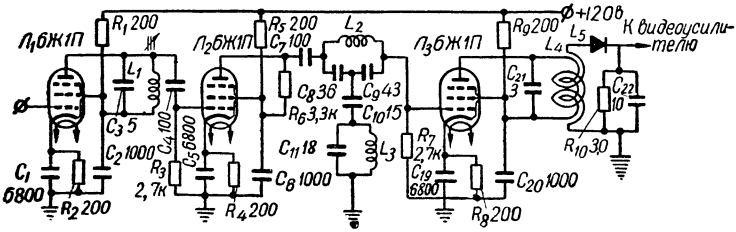


Рис. 359. Схема УПЧ с Т-каскадом.

Катушки $h_1 \div h_5$ намотаны на каркасах диаметром 9 *мм*. h_1 и h_2 содержат соответственно 12 и 10 витков ПЭЛШО 0,33; h_3 — 18 витков ПЭЛ-10,1; h_4 и h_5 по 24 витка ПЭЛШО 0,33.

На рис. 358 представлена схема УПЧ на полупроводниковых триодах типа П402.

Полоса усиливаемых частот 27,75 ÷ 34,25 *Мгц*. Общее усиление — около 600.

На рис. 359 приведена схема УПЧ с Т-каскадом, коэффициент усиления которой равен 600. В этой схеме Т-каскад в сочетании с одноконтурным каскадом обеспечивают равномерную частотную характеристику в пределах 5 *Мгц* и достаточно крутую характеристику среза (рис. 360) при общем коэффициенте усиления около 600.

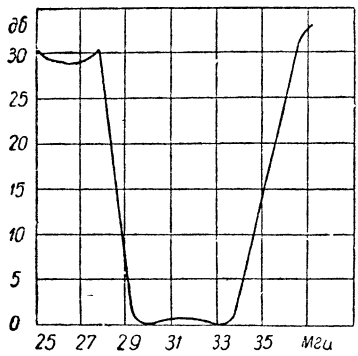


Рис. 360. Частотная характеристика схемы рис. 359 в сочетании с одноконтурным резонансным усилителем.

Коррекция четкости в УПЧ. Для того чтобы высокочастотные и низкочастотные составляющие видеосигнала усиливались в одинаковой степени, телевизионный приемник настраивают так, чтобы несущая частота изображения располагалась в середине спада его частотной характеристики. Однако не всегда такая настройка дает наилучшую четкость изображения. Смещение положения несущей изображения в ту или другую сторону от середины спада частотной характеристики приводит к изменению соотношения между высокочастотными и низкочастотными составляющими спектра и тем самым позволяет осуществить коррекцию четкости. На этом принципе основана коррекция четкости в УПЧ телевизионного приемника «Знамя-58» (рис. 361). Нагрузкой первого каскада УПЧ является двухконтурный полосовой фильтр (L_3C_3, L_2C_6), контуры которого взаимно расстроены. Коррекция четкости осуществляется изменением частоты настройки кон-

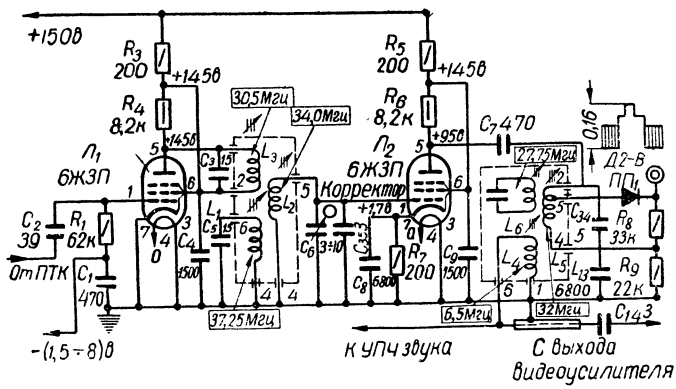


Рис. 361. Схема УПЧ с коррекцией четкости, примененная в телевизионном приемнике «Знамя-58».

тура L_2C_6, в котором конденсатор C_6 является переменным. На рис. 362 приведены частотные характеристики УПЧ, соответствующие крайним положениям корректора четкости.

На рис. 363 приведена еще одна схема УПЧ с корректором четкости. Особенностью схемы является то, что перестройка частоты Т-образного фильтра осуществляется изменением смещения, подаваемого через сопротивление R_9 на диод $ПП_1$. Диод вместе с конденсатором C_5 включен параллельно катушке контура Т-образного фильтра L_2, поэтому конденсатор C_5 оказывается включенным параллельно контуру только на тот период времени, когда диод открыт. Чем меньше это время, тем меньше эквивалентная емкость, подключаемая параллельно контуру.

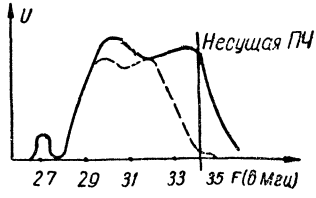


Рис. 362. Частотная характеристика УПЧ рис. 361 в крайних положениях корректора четкости.

Достоинством схемы является то, что регулятор четкости (переменное сопротивление, на схеме не указано) не связан непосредственно с высокочастотными цепями и его можно установить на панели управления.

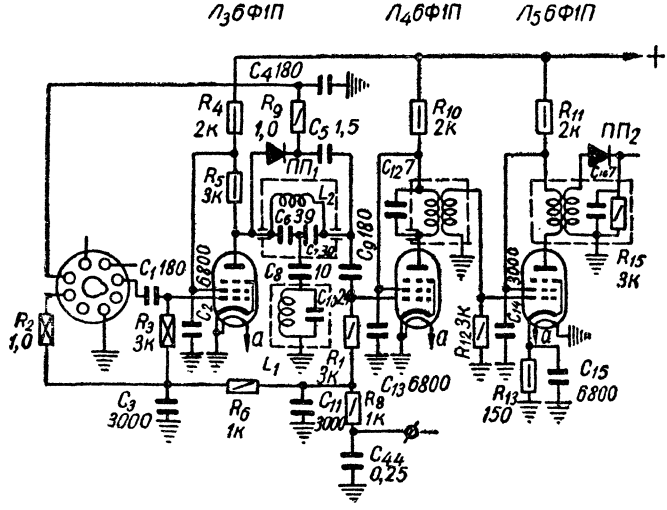


Рис. 363. Схема УПЧ с коррекцией четкости.

§ 8. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

Преобразование частоты в диапазоне метровых волн производится теми же способами, что и на более длинных волнах. В диапазоне УКВ наибольшее распространение получили триодные и пентодные смесители, поскольку они дают меньший уровень шумов, чем смесители на многосеточных

лампах, и обладают сравнительно большой крутизной преобразования. Крутизна преобразования в триодах равна примерно 0,25—0,3 S_0, где S_0— значение крутизны при нулевом смещении на сетке лампы. Уровень шумов лампы характеризуется эквивалентным сопротивлением шумов $R_ш$ (чем больше $R_ш$, тем больше шумы). Для триода с оксидным катодом в режиме усиления

$$R_ш \approx \frac{2{,}5 \div 3}{S},$$

для пентода

$$R_ш = \frac{I_а}{I_а + I_э}\left(\frac{2{,}5}{S} + 20\frac{I_э}{S^2}\right),$$

где $I_а$ и $I_э$ — анодный и экранный токи в *а*; S — в *а/в*; $R_ш$ — в *ом*.

В режиме преобразования $R_ш$ приблизительно можно определить по этой же формуле, но вместо крутизны S в режиме усиления следует взять значение крутизны преобразования $S_{пр}$. Поскольку $S_{пр} < S$, в режиме преобразования лампа имеет всегда больший уровень шумов, чем в режиме усиления.

Для примера в табл. 128 приведены значения эквивалентного сопротивления шумов ламп 6А7 и 6Ж4 в разных режимах.

Таблица 128

Эквивалентное сопротивление шумов ламп 6А7 и 6Ж4 в разных режимах

Типы лампы	Применение лампы	Напряжение (в *в*)			Крутизна S (в *ма/в*)	Эквивалентное сопротивление шумов (в *ком*)
		анода	экранной сетки	смещения		
6Ж4	Триод-усилитель	150	150	—2	11,2	0,2
6Ж4	Пентод-усилитель . . .	300	150	—2	9	0,6—0,7
6Ж4	Триод-смеситель	150	150	—1	4,2	0,95
6Ж4	Пентод-смеситель . . .	300	150	—1	3,4	3
6А7	Пентагрид-преобразователь	250	100	0	0,45	210
6А7	Пентагрид-смеситель . .	250	100	—3	0,38	210

Существенным недостатком триодов-смесителей является значительное взаимодействие между напряжениями гетеродина и сигнала, поскольку оба эти напряжения действуют на одну и ту же сетку. В результате этого частота гетеродина зависит от настройки цепи сигнала. При сильных сигналах гетеродин может синхронизироваться от приходящих сигналов. Поэтому приходится применять специальные меры для ослабления этой связи.

На рис. 364 представлена простейшая схема преобразователя, применяемая в телевизоре «Ленинград Т-2» и состоящая из смесителя на пентоде 6Ж4 ($Л_2$) и гетеродина на триоде 6С2С ($Л_1$).

Недостатки этой схемы: отсутствие специальных мер стабилизации частоты гетеродина и сравнительно сильная связь между гетеродином и цепью сигнала.

Хорошими показателями обладает преобразователь телевизионного приемника «Авангард» (рис. 365), в котором применен двойной триод 6Н1П. На левом триоде смонтирован гетеродин, на правом — смеситель. Связь между гетеродином и смесителем слабая, так как переходная емкость

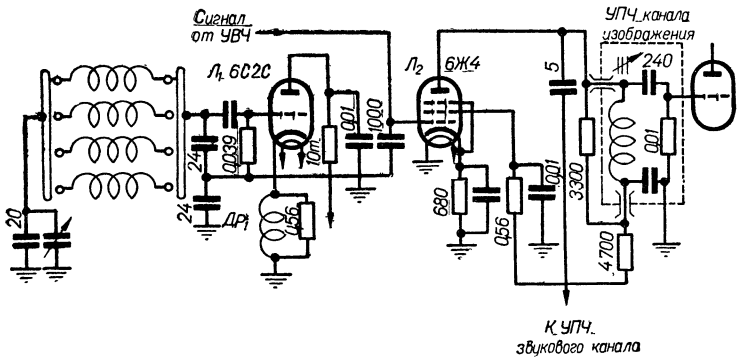


Рис. 364. Схема преобразования частоты в телевизионном приемнике «Ленинград Т-2».

C_{10} мала (5 *пф*). В контуре применены керамические конденсаторы группы *М*, температурный коэффициент которых противоположен по знаку и приблизительно равен по абсолютному значению температурному коэффициенту катушки контура, который собран по схеме с емкостной обратной связью. Стабильность гетеродина настолько высока, что последний практически не требует подстройки при эксплуатации.

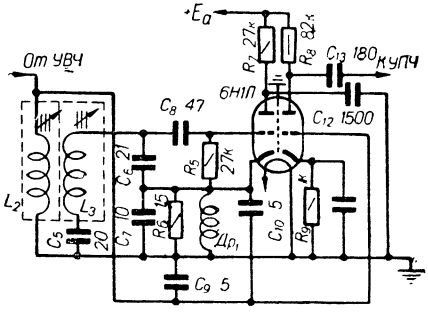


Рис. 365. Схема преобразования частоты в телевизионном приемнике «Авангард».

Представляют интерес получившие в последнее время распространение односеточные преобразователи частоты на триодах и пентодах, собранные по мостиковым схемам, что дает хорошую развязку между входным и гетеродинным контурами.

На рис. 366 представлена схема однолампового преобразователя. Конденсаторы C_2, C_3 и междуэлектродные емкости $C_{c_1к}$ ($C_{c_2c_3} + C_{c_3к}$) образуют мост (рис. 367). Входной контур L_2C_1 и контур гетеродина L_3C_4 оказываются включенными в противоположные диагонали моста, благодаря чему связь между ними может быть выполнена весьма малой. Мост балансируется триммером C_2. Гетеродинная часть выполнена по схеме емкостной

трехточки (анодом гетеродина служит экранная сетка лампы, а емкостной делитель составляют емкости $C_{c_1к}$ и $C_{c_1c_2}$). Двухконтурный фильтр L_4, C_6, L_5, C_7, настроенный на промежуточную частоту, включен в анодную цепь лампы.

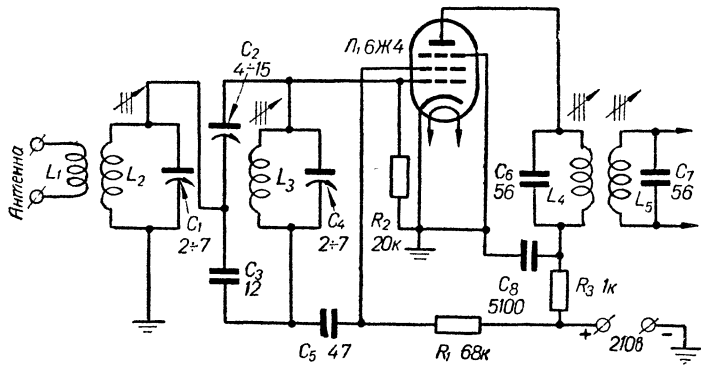


Рис. 366. Схема однолампового преобразователя частоты на пентоде.

На частотах выше 50 *Мец* желательно применять триодные преобразователи. В этом случае в схеме должно быть два моста: один для развязки гетеродина и входной цепи, другой для развязки цепей гетеродина и промежуточной частоты.

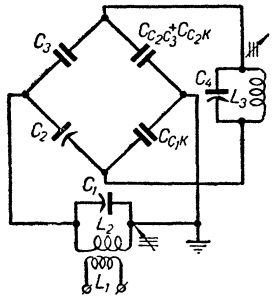


Рис. 367. Мост в схеме рис. 366, служащий для развязки входного контура и контура гетеродина.

На рис. 368 представлена схема каскада УВЧ и преобразователя, выполненная на лампе 6НЗП. Гетеродинная часть схемы выполнена по схеме с трансформаторной обратной связью и состоит из контура L_5C_8, индуктивно связанного с катушкой обратной связи L_4.

Левый триод служит усилителем высокой частоты, а конденсатор $C_н$ —для нейтрализации (компенсации) емкости $C_{а.с.}$

В анодную цепь левого триода включен контур L_3C_{10}, на котором выделяется напряжение сигнала. Через конденсатор C_3 это напряжение подается на среднюю точку катушки обратной связи L_4. В результате биений между частотами сигнала и гетеродина на контуре $L_6(C_6 + C_7)$ выделяется сигнал промежуточной частоты (сопротивление конденсаторов C_4, C_{11} и гетеродинного контура L_5C_8 для сигналов промежуточной частоты незначительно).

Связь между анодным контуром УВЧ и гетеродинным контуром устраняется балансировкой моста, схема которого дана отдельно на рис. 369,*а* (при строгой симметрии половин катушки L_4 балансировка достигает-

ся при $C_{с_1к} = C_5$). Обратная связь по промежуточной частоте компенсируется с помощью моста, представленного на рис. 369,*б*.

Увеличение усиления по промежуточной частоте можно получить при некоторой положительной обратной связи за счет перебалансировки

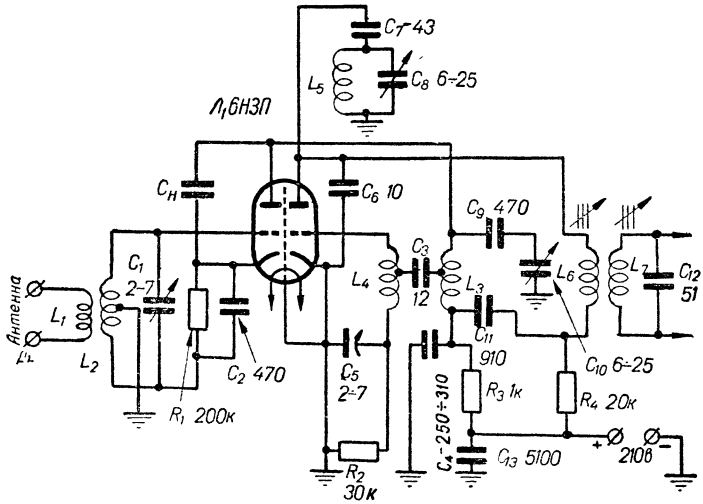


Рис. 368. Схема УВЧ и преобразователя частоты на двойном триоде.

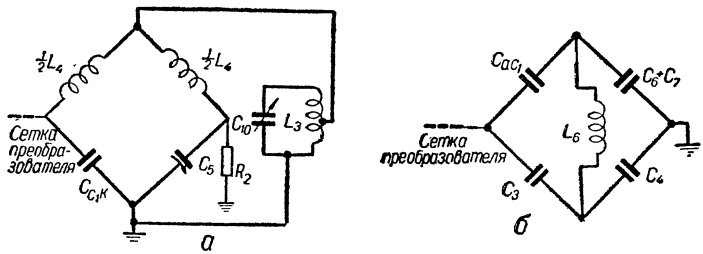


Рис. 369. Эквивалентные схемы мостов для развязки:

а — входной и гетеродинной цепей; *б*—цепи гетеродина и фильтра промежуточной частоты.

моста. Для этого необходимо немного уменьшить емкость C_4. Таким образом, можно увеличить усиление по промежуточной частоте в 2—3 раза без опасности самовозбуждения при смене ламп и изменении напряжения источников питания.

Следует отметить, что рассмотренные схемы одноламповых преобразователей наладить сложнее, чем схемы, в которых применяются отдельные лампы для гетеродина и смесителя.

Схемы преобразователей, применяемых в унифицированных блоках, описаны в следующем параграфе.

§ 9. ВХОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

Сигнал от антенны на преобразователь обычно подается через усилитель высокой частоты. Применение УВЧ необходимо для увеличения соотношения сигнал/шум на входе преобразователя, а также улучшения избирательности и помехоустойчивости приемника.

Во входных УВЧ могут применяться пентоды в схемах с заземленным катодом, позволяющие вследствие большой крутизны анодно-сеточной характеристики и малой емкости управляющая сетка — катод, получить зна-

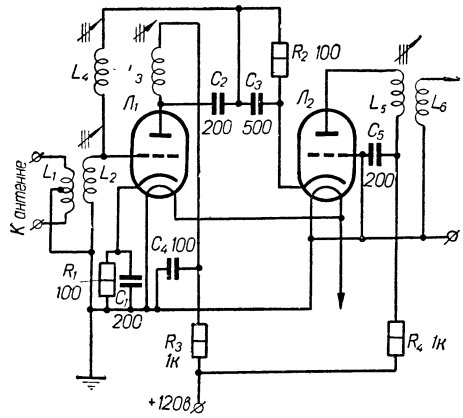


Рис. 370. Схема усилителя типа «заземленный катод — заземленная сетка».

чительное усиление на каскад и высокую стабильность. Однако из-за больших уровней шумов пентоды находят применение в приемниках с невысокой чувствительностью (порядка 300—1000 *мкв*).

Во входных цепях высокочувствительных приемников желательно применение триодов, отличающихся значительно меньшим, чем пентоды, уровнем шумов. Однако из-за большой емкости сетка—анод триоды могут работать в обычных цепях с заземленным катодом только при нейтрализации этой емкости. Если принять во внимание, что нейтрализация устойчива только при малых усилениях первого каскада, то возникает новое затруднение — выполнение второго каскада усилителя с низким уровнем шумов.

Задача получения большого коэффициента усиления во входном каскаде при малом уровне шумов нашла наилучшее разрешение в схеме усилителя на двух триодах, получившей название «каскодной» или «заземленный катод — заземленная сетка». В этой схеме (рис. 370) анодной нагрузкой первого триода R_{a_1} является цепь катод — заземленная управляющая сетка второй лампы, обладающая малым сопротивлением ($R_{a_1} \approx \frac{1}{S_2}$ как в катодном повторителе). При этом коэффициент усиления лампы $Л_1$ мал (око-

ло единицы), что позволяет легко осуществить нейтрализацию емкости сетка—анод. В то же время выходная проводимость первого каскада имеет величину такого же порядка, что и оптимальная проводимость источника для второго каскада, что позволяет получить от второго каскада с заземленной сеткой хорошее усиление.

Коэффициент усиления каскодной схемы приближенно может быть определен по формуле

$$K = S_1 Z_{н_2},$$

где S_1 — крутизна характеристики первого триода;

$Z_{н_2}$ — сопротивление нагрузки второго триода.

В первой ступени усилителя (рис. 370) емкость сетка—анод нейтрализуется с помощью индуктивности L_4, образующей с емкостью $C_{а.с}$ контур, настроенный на частоту приходящих сигналов. Этот контур, обладая на резонансной частоте большим сопротивлением, ослабляет связь между анодом и сеткой лампы.

На рис. 371 приведен еще один вариант каскодной схемы, в которой для нейтрализации емкости C_{c_1a} используется мост, образованный емкостями $C_{a_1c_1}$, $C_{c_1к_1}$, C_3 и C_4. Связь между первым и вторым каскадами безъемкостная.

Наилучшие результаты в каскодных схемах дают триоды с малыми междуэлектродными емкостями и большой крутизной, например, 6Н14П.

Иногда входные усилители устанавливаются не в приемнике, а непосредственно у антенны, тогда выход этого усилителя рассчитывается на согласование с коаксиальным кабелем (гл. III, § 7). Согласование осуществляется либо трансформатором, как это выполнено в схеме на рис. 370, либо усилителем с катодной нагрузкой (гл. X, § 11), включаемым между антенным усилителем и кабелем.

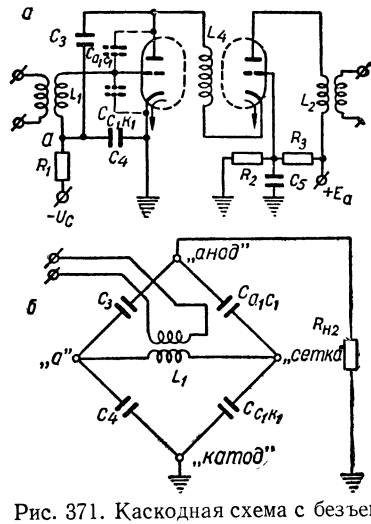


Рис. 371. Каскодная схема с безъемкостной связью между первым и вторым каскадами:

а — схема; *б* — схема моста для нейтрализации емкости $C_{a_1c_1}$.

Связь антенны со входом приемника осуществляется обычно высокочастотным кабелем. Для неискаженной передачи сигналов необходимо, чтобы кабель был нагружен на волновое сопротивление. Невыполнение этого условия приводит к отражениям от концов кабеля и, в конечном итоге, к многоконтурности телевизионного изображения.

Кроме того, чтобы получить максимальную передачу мощности из антенны в приемник, волновое сопротивление кабеля должно быть равным сопротивлению излучения антенны (гл. XV, § 6). Связь антенны с приемником может осуществляться как несимметричным коаксиальным кабелем,

так и симметричным двухпроводным. В соответствии с этим входное устройство также рассчитывается на подключение несимметричного или симметричного кабеля.

На рис. 372 даны схемы простейших входных цепей с активным сопротивлением, применяемые в телевизорах КВН-49, «Ленинград Т-2»

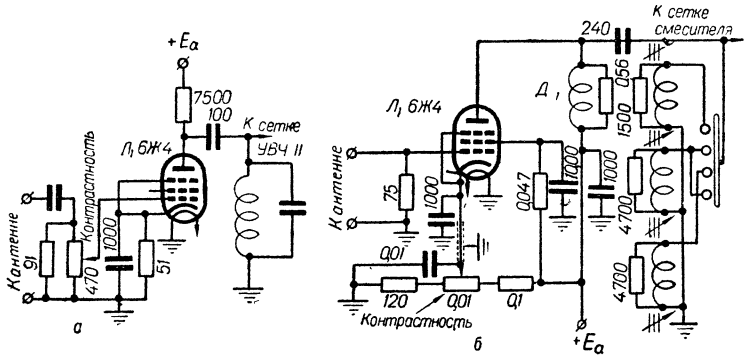


Рис. 372. Схемы усилителей с апериодическим входом, применяемые в телевизорах:
а — «КВН-49»; *б* — «Ленинград Т-2».

и рассчитанные на подключение несимметричного кабеля. Однако такие схемы отличаются малым коэффициентом передачи и плохой избирательностью, что ухудшает помехоустойчивость приемника. Для того чтобы увеличить помехоустойчивость усилителей с апериодическим входом, иногда на входе приемника включается фильтр. Более выгодными являются схемы с автотрансформаторной и трансформаторной связью. С помощью трансформаторной связи можно получить лучшую избирательность и более равномерную полосу пропусканий при коэффициенте передачи в 1,5—2 раза большем, чем в одноконтурных системах.

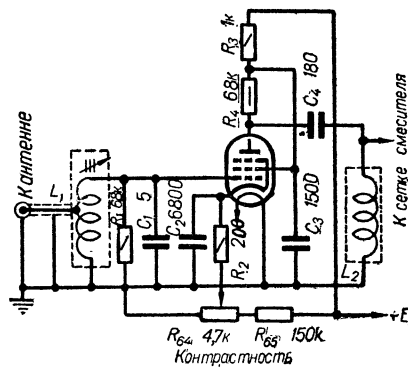


Рис. 373. Усилитель приемника «Авангард» с автотрансформаторным входом.

На рис. 373 приведена схема входной цепи приемника «Авангард» с автотрансформаторной связью.

На рис. 374 дана схема с трансформаторной связью, рассчитанная на подключение как асимметричного коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом* (между клеммами *А* и ⏚), так и симметричного — с волновым сопротивлением 300 *ом* (между клеммами *А—А*).

Для первого телевизионного канала L_8 и L_9 наматываются проводом марки ПЭЛШО 0,31 в один ряд на каркасе диаметром 9 *мм* по 4 витка, отвод у L_8 от 2-го витка. Частота настройки контура L_9C_{25}—50,5 *Мгц*.

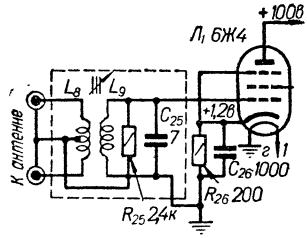


Рис. 374. Входное устройство приемника «Темп» с трансформаторной связью.

На рис. 375 представлена схема унифицированного блока переключателя телевизионных программ (ПТП-1), позволяющего принимать программы в любом из пяти телевизионных каналов, а также УКВ станции с частотной модуляцией.

В состав блока входит усилитель высокой частоты по схеме «заземленный катод — заземленная сетка», смонтированный на лампе 6Н3П ($Л_1$), гетеродин и смеситель, смонтированные соответственно на правом и левом триодах $Л_2$.

Вход ПТП-1 рассчитан на применение симметричного двухпроводного кабеля КАТВ с волновым сопротивлением 300 *ом*.

Удачной является конструкция переключателя диапазонов (рис. 376). Общий вид блока ПТП-1 приведен на рис. 377.

В табл. 129 приведены данные катушек. *Таблица 129*

Данные катушек блока ПТП-1

Обозначение катушки	Число витков	Марка и диаметр провода	Обозначение катушки	Число витков	Марка и диаметр провода
L_{1-3}	8	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-25}	8	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-4}	38	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-26}	7	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-5}	6	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-27}	10	ПЭЛ-1 0,51
L_{1-6}	30	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-28}	7	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-7}	4	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-29}	6	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-8}	21	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-30}	9	ПЭЛ-1 0,51
L_{1-9}	4	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-31}	6	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-10}	19	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-32}	5	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-11}	4	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-33}	7	ПЭЛ-1 0,51
L_{1-12}	17	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-34}	11	ПЭЛ-1 0,31
L_{1-13}	6	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-35}	9	ПЭЛ 0,31
L_{1-14}	27	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-36}	12	ПЭЛ 0,51
L_{1-15}	6	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-37}	11	ПЭЛ 0,31
L_{1-16}	25	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-38}	9	ПЭЛ 0,51
L_{1-17}	6	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-39}	12	ПЭЛ 0,31
L_{1-18}	25	ПЭЛ-1 0,51	L_{1-40}	10	ПЭЛ 0,31
L_{1-19}	16	ПЭВ 0,31	L_{1-41}	8	ПЭЛ 0,31
L_{1-20}	13	ПЭВ 0,31	L_{1-42}	12	ПЭЛ 0,31
L_{1-21}	15	ПЭВ 0,51	L_4	11	ПЭЛШО 0,31
L_{1-22}	12	ПЭВ 0,31	L_3	6	ПЭЛШО 0,31
L_{1-23}	10	ПЭВ 0,31	L_1	20	ПЭЛШО 0,31
L_{1-24}	12	ПЭВ 0,51			

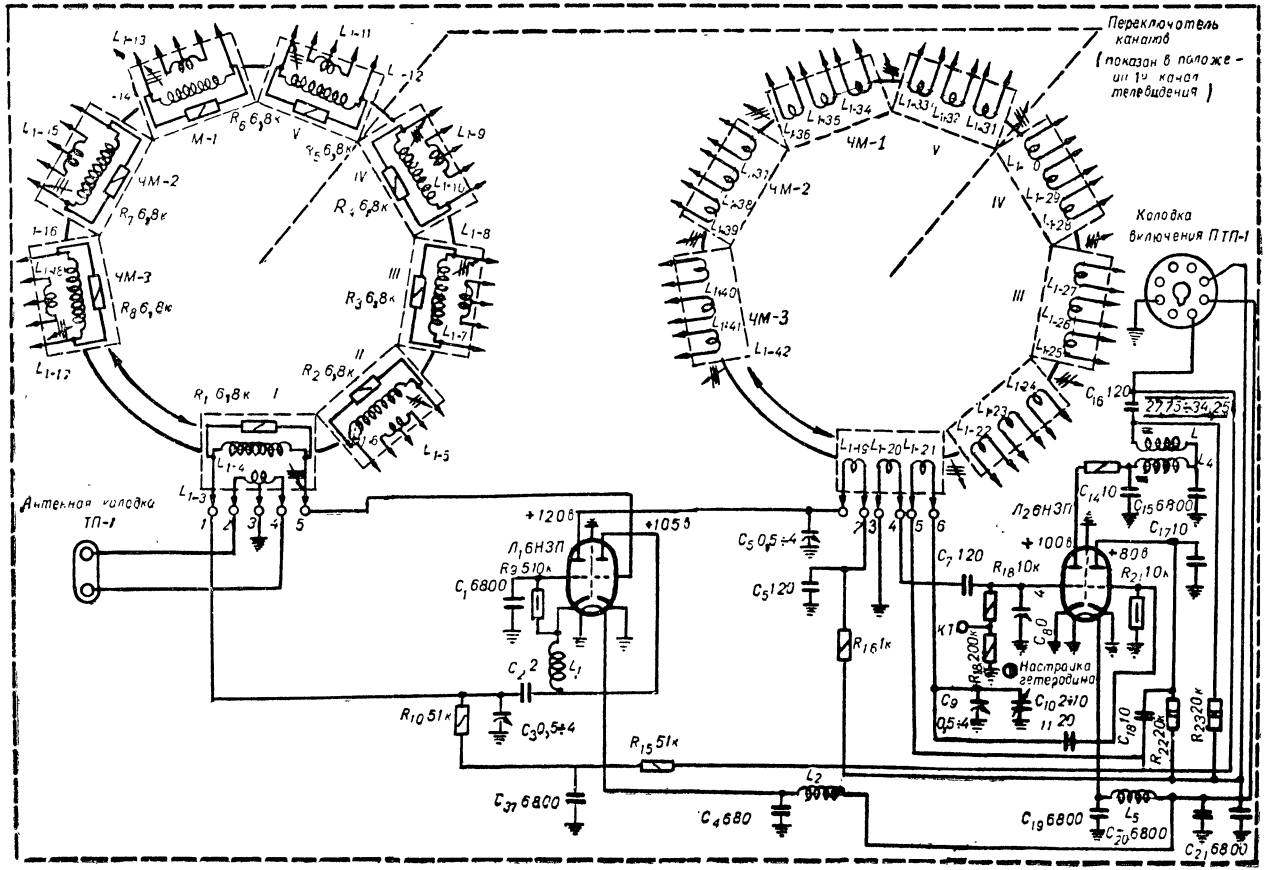


Рис. 375. Принципиальная схема блока ПТП-1.

Все антенные и гетеродинные катушки наматываются на бакелизированных каркасах диаметром 5 *мм*. Катушки L_{1-3}, L_{1-5} и другие наматываются поверх сеточных катушек. Настройка осуществляется стальными или латунными сердечниками. Дроссели L_1, L_2, L_5 имеют бескаркасную намотку диаметром 5 *мм*. Дроссели L_{26}, L_{27} и другие намотаны на керамических каркасах от сопротивлений ВС-0,25.

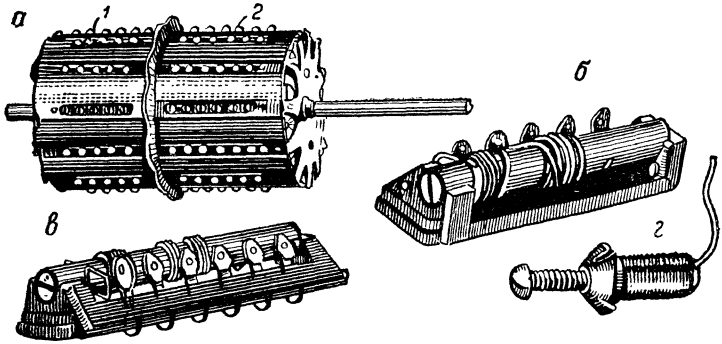


Рис. 376. Барабанный переключатель от ПТП-1:

а — общий вид; *1* — антенный сектор; *2* — сектор гетеродина; *б* — катушки одного из каналов антенного сектора переключателя; *в* — катушки одного из каналов гетеродинного сектора переключателя; *г* — подстроечный конденсатор.

На рис. 378 приведена схема унифицированного двенадцатиканального переключателя телевизионных каналов — ПТК, в котором входной усилитель по каскодной схеме собран на лампе 6Н14П, а преобразователь (смеситель и гетеродин) на лампе 6Ф1П.

На рис. 379 приведена частотная характеристика блока ПТК. Форма характеристики может отклоняться от изображенной на рисунке, но при этом кривая должна располагаться в заштрихованной части рисунка.

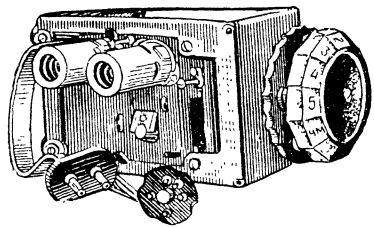


Рис. 377. Общий вид блока ПТП-1.

В табл. 130 приведены обмоточные данные катушек блока ПТК. Катушки L_{1-1}, L_{1-60} выполнены на каркасах из бакелизированной бумаги диаметром 5,5 *мм* и настраиваются латунными сердечниками диаметром 4 *мм*. Катушки L_{1-61}, L_{1-63} наматываются на каркасах диаметром 9 *мм* и настраиваются латунными сердечниками диаметром 6 *мм*.

На рис. 380 приведена схема входного усилителя, смесителя и гетеродина телевизионного приемника, выполненная на полупроводниковых триодах, включенных по схеме с заземленным основанием. Входной каскад дает примерно пятикратное усиление на частоте первого телевизионного канала. Общее усиление входного устройства вместе с преобразователем порядка 3—5.

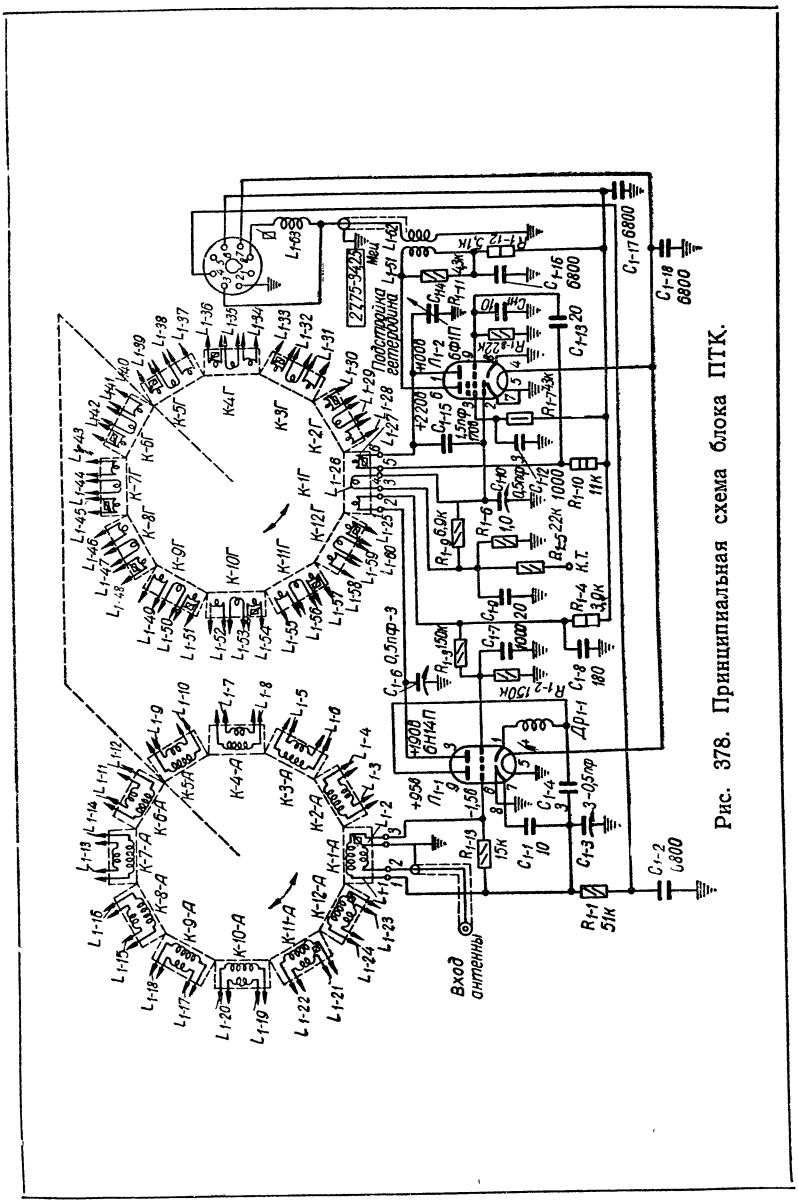


Рис. 378. Принципиальная схема блока ПТК.

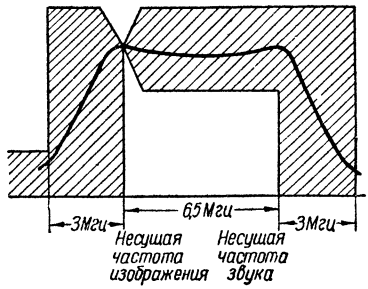


Рис. 379. Частотная характеристика блока ПТК.

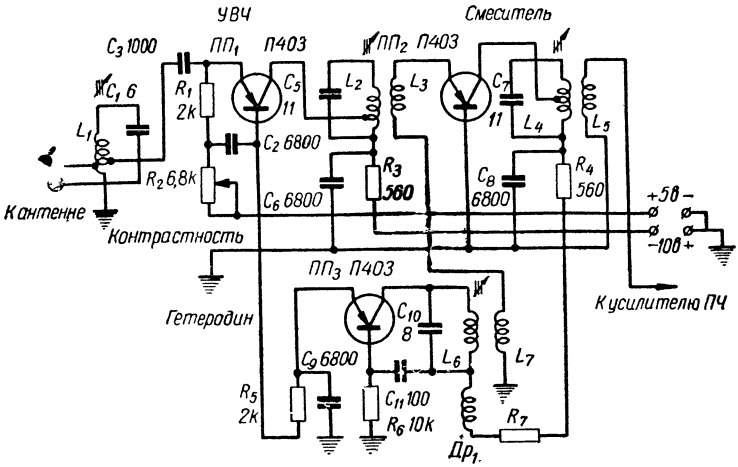


Рис. 380. Схема входного усилителя и преобразователя на полупроводниковых триодах.

Таблица 130

Данные катушки блока ПТК

Обозначение катушки	Марка и диаметр провода	Количество витков	Шаг намотки (в *мм*)	Сердечник	Примечание
$L_{1-1,\ 1-3}$	ПЭВ-1 0,51	3	Вплотную	—	Намотка рядовая левая
$L_{1-5,\ 1-7,\ 1-9}$	ПЭВ-1 0,51	2	То же	—	То же
$L_{1-11,\ 1-13}$	ПЭВ-1 0,51	1	—	—	» »
$L_{1-15,\ 1-17}$					
$L_{1-19,\ 1-21}$					
L_{1-23}	ПЭВ-1 0,31	28	Вплотную	Латунный	» »
L_{1-2}	ПЭВ-1 0,31	22	»	»	» »
L_{1-4}	ПЭВ-1 0,51	18	»	»	» »
L_{1-6}	ПЭВ-1 0,51	16	»	»	» »
L_{1-8}	ПЭВ-1 0,51	15	»	»	» »
L_{1-10}	ПЭВ-1 0,51	5	2	»	» »
L_{1-12}	ПЭВ-1 0,8	5	2	»	» »
L_{1-14}	ПЭВ-1 0,51	4	2	»	» »
L_{1-16}	ПЭВ-1 0,8	4	2	»	» »
L_{1-18}	ПЭВ-1 0,51	3	2	»	» »
L_{1-20}	ПЭВ-1 0,8	3	2	»	» »
$L_{1-22,\ 1-24}$	ПЭВ-1 0,31	19	Вплотную	—	Намотка рядовая правая
L_{1-25}					
L_{1-28}	ПЭВ-1 0,31	14	»	—	То же
$L_{1-31,\ 1-34}$	ПЭВ-1 0,51	11	»	—	» »
L_{1-37}	ПЭВ-1 0,51	9	»	—	» »
L_{1-40}	ПЭВ-1 0,8	4	3	—	» »
$L_{1-43,\ 1-46}$	ПЭВ-1 0,51	3	3	—	» »
L_{1-49}	ПЭВ-1 0,8	3	3	—	» »
$L_{1-52,\ 1-55}$	ПЭВ-1 0,51	2	2	—	» »
L_{1-58}	ПЭВ-1 0,8	2	3	—	» »
L_{1-26}	ПЭВ-1 0,31	20	Вплотную	—	Намотка рядовая левая
L_{1-29}	ПЭВ-1 0,31	15	»	—	То же
$L_{1-32,\ 1-35}$	ПЭВ-1 0,51	11	»	—	» »
L_{1-38}	ПЭВ-1 0,51	9	»	—	» »
L_{1-41}	ПЭВ-1 0,8	4	3	—	» »
$L_{1-44,\ 1-47}$	ПЭВ-1 0,51	3	3	—	» »
L_{1-50}	ПЭВ-1 0,8	3	3	—	» »
$L_{1-53,\ 1-56}$	ПЭВ-1 0,51	2	2	—	» »
L_{1-59}	ПЭВ-1 0,8	2	3	—	» »
L_{1-27}	ПЭВ 0,31	14	Вплотную	Латунный	» »
L_{1-30}	ПЭЛ 0,31	11	»	»	» »
L_{1-33}	ПЭЛ 0,51	10	»	»	» »

Продолжение табл. 130

Обозначение катушки	Марка и диаметр провода	Количество витков	Шаг намотки (в *мм*)	Сердечник	Примечание
$L_{1-36,\ 1-39}$	ПЭЛ 0,51	9	»	»	» »
L_{1-42}	ПЭЛ 1,0	5	2	»	» »
L_{1-45}	ПЭЛ 0,51	4	2	»	» »
$L_{1-48,\ 1-51}$	ПЭЛ 0,51	3	2	»	» »
$L_{1-54,\ 1-57}$	ПЭЛ 0,8	3	2	»	» »
L_{1-60}	ПЭЛ 1,0	3	3	»	» »
L_{1-61}	ПЭЛ 0,31	23	Вплотную	»	—
L_{1-62}	ПЭЛШО 0,31	3	»	—	—
L_{1-63}	ПЭЛ 0,31	16	»	Латунный	—
$Др_{1-1}$	ПЭЛ 0,8	6	»	—	Каркас диаметром 5 *мм*

§ 10. СПОСОБЫ РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКА

В приемниках супергетеродинного типа УВЧ и преобразователь в большинстве случаев являются общими для каналов изображения и звука. Каналы разделяются обычно на выходе преобразователя.

Одна из распространенных схем разделения каналов изображения и звука приведена выше на рис. 357. Контур $L_{14}C_{36}$, настроенный на промежуточную частоту звука, индуктивно связан с анодным контуром преобразователя. Колебания из контура $L_{14}C_{36}$ поступают на вход УПЧ приемника звукового сопровождения.

Для лучшего подавления колебаний звуковой частоты в тракте канала изображения в нескольких каскадах усилителя промежуточной частоты ставятся режекторные контуры, настроенные на промежуточную частоту сигнала и создающие на этой частоте, благодаря отсосу энергии, большое затухание.

В приемниках, построенных по одноканальной схеме, сигналы звукового сопровождения отделяются от сигналов изображения в выходной ступени видеоусилителя включением в анодную цепь выходной лампы контура, настроенного на частоту 6,5 *Мгц* (рис. 381). Колебания с этого контура подаются на вход обычного ЧМ приемника.

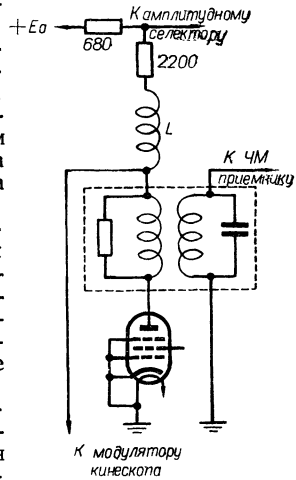


Рис. 381. Схема разделения сигналов изображения и звука в одноканальном телевизионном приемнике.

§ 11. АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ И ЯРКОСТИ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) в телевидении применяется для поддержания неизменной контрастности изображения при изменении среднего уровня сигнала на входе телевизора, обусловленном, например, замиранием телевизионных сигналов.

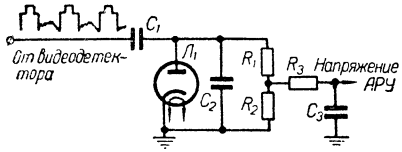


Рис. 382. Простейшая схема АРУ.

Для автоматической регулировки усиления обычно используется напряжение, полученное от выпрямления импульсов синхронизации. На рис. 382 представлена простейшая схема, в которой напряжение с выхода видеодетектора поступает на диод $Л_1$ и после выпрямления подается на сетки усилительных ламп, как и в обычном вещательном приемнике. Постоянная времени цепи АРУ $C_2(R_1 + R_2)$ выбирается порядка длительности 10 строк развертки, т. е. 600—700 *мксек*. Схема АРУ в ряде случаев совмещается с цепями отделения синхронизирующих импульсов (рис. 383) или восстановления средней составляющей.

На рис. 384 приведена более сложная схема АРУ с задержкой. Напряжение задержки получается за счет того, что на сетку детектора АРУ ($Л_2$) подается отрицательное смещение. Наличие задержки позволяет автоматически выключать АРУ при слабых сигналах.

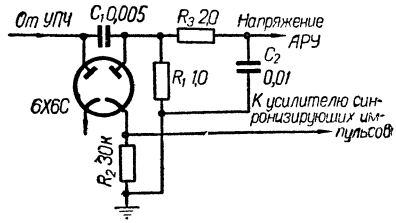


Рис. 383. Схема АРУ и отделителя синхронизирующих импульсов.

Рассмотренные простейшие схемы обладают существенным недостатком. При малой постоянной времени цепи детектора ухудшается помехоустойчивость приемника, так как каждая импульсная помеха будет приводить к изменению регулирующего напряжения. При большой постоянной времени регулирующее напряжение не будет успевать следовать за быстрыми изменениями уровня принимаемого сигнала, в частности, при пролете самолетов.

От указанных недостатков свободна так называемая ключевая схема АРУ. Принцип работы схемы заключается в том, что на управляющую лампу АРУ (рис. 385) наряду с видеосигналом поступают импульсы от строчного трансформатора, отпирающие лампу только на время обратного хода строчной развертки, то есть в момент прохождения синхронизирующих импульсов. Постоянная времени в такой схеме АРУ может быть выбрана достаточно малой, без боязни ослабить помехоустойчивость. На рис. 386 приведена практически применяемая схема ключевой АРУ. Схема предусматривает работу от видеосигналов отрицательной полярности. Если синхронизирующие сигналы имеют положительную полярность, то их необходимо подать на сетку, а не на катод $Л_2$. Диод $Л_3$ служит для создания задержки при слабых сигналах.

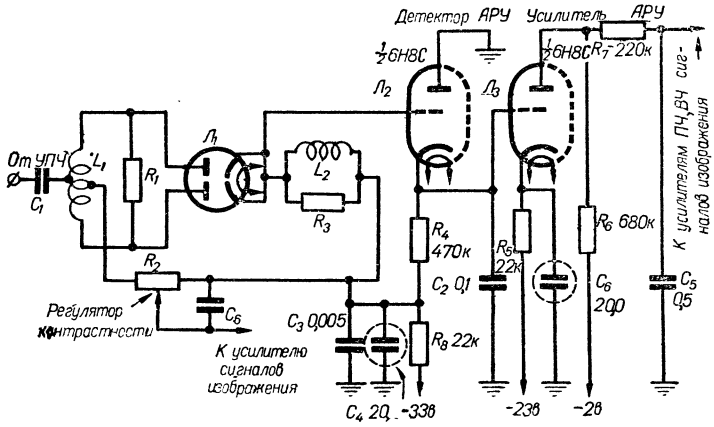


Рис. 384. Схема АРУ с задержкой.

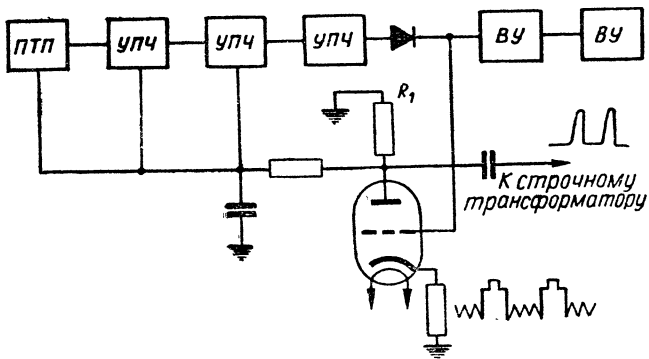


Рис. 385. Скелетная схема ключевой АРУ.

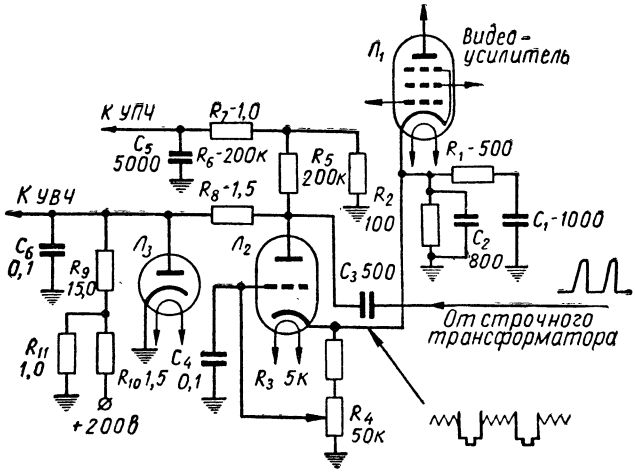


Рис. 386. Практическая схема ключевой АРУ.

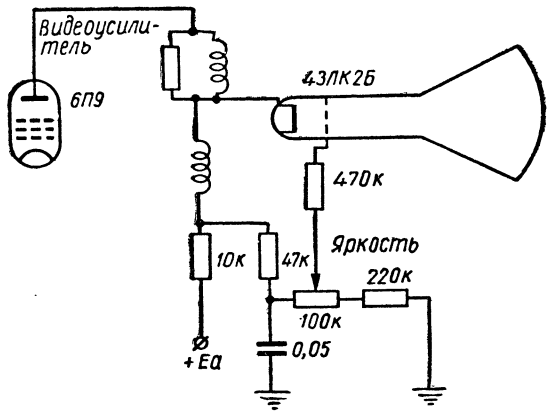


Рис. 387. Схема АРЯ телевизионного приемника «Рубин».

Автоматическая регулировка яркости (АРЯ), как уже упоминалось в § 8, применяется в телевидении для поддержания неизменным значения уровня черного в схемах видеоусилителей постоянного тока при регулировке контрастности.

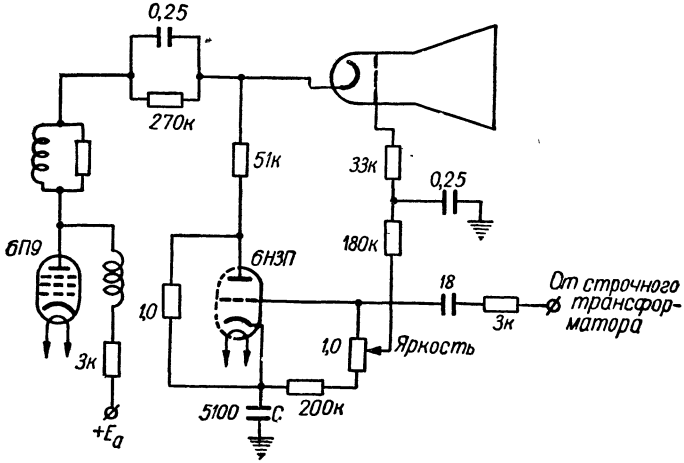


Рис. 388. Ключевая схема АРЯ.

На рис. 387 показана одна из простейших схем АРЯ, примененная в телевизоре «Рубин». В этой схеме потенциометр регулировки яркости подключен к анодной цепи видеоусилителя, поэтому при изменении уровня сигнала на катоде кинескопа изменяется и напряжение на его управляющем электроде. В этой схеме смещение на управляющем электроде определяется величиной постоянной составляющей видеосигнала, поэтому уровень черного на кинескопе меняется в зависимости от содержания изображения.

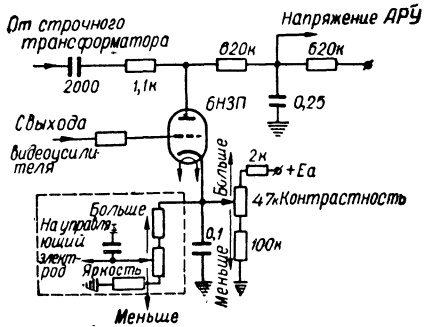


Рис. 389. Схема, совмещающая функции АРЯ и АРУ.

На рис. 388 приведена более совершенная схема АРЯ, в которой смещение на управляющем электроде кинескопа определяется амплитудой синхронизирующих импульсов. Для этого на сетку лампы 6Н3П подаются импульсы от строчного трансформатора и отпирают ее только на время обратного хода строчной развертки, когда к аноду 6Н3П приложено напряжение синхронизирующих импульсов.

На рис. 389 приведена схема, совмещающая функции АРЯ и АРУ.

§ 12. ВИЗУАЛЬНЫЕ ИНДИКАТОРЫ НАСТРОЙКИ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Оптические индикаторы существенно облегчают точную настройку телевизионного приемника, поэтому они все чаще находят применение в телевидении. Для оптической индикации используется либо кинескоп телевизора, либо обычный визуальный индикатор, например, типа 6Е5С. При использовании кинескопа телевизора в изображение на экране вводится фигура — указатель точной настройки в виде изменяющейся при настройке по ширине светлой (или темной) полоски либо уменьшающегося по амплитуде треугольного клина (рис. 390).

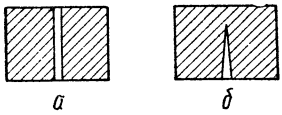


Рис. 390. Изображение на экране кинескопа при включенном указателе точной настройки.

На рис. 391 приведена блок-схема узла индикатора настройки. Контур, настроенный на частоту строчной развертки, выделяет первую гармонику этой частоты, из которой после выпрямления и ограничения формируются в точке *Д* треугольные импульсы длительностью около 4 *мксек* в основании. С помощью фазосдвигающего устройства этот импульс устанавливается в середине прямого хода строчной развертки. В следующем каскаде из треугольных импульсов формируются прямоугольные. Длительность прямоугольных импульсов определяется величиной управляющего напряжения, подаваемого на усилитель импульсов.

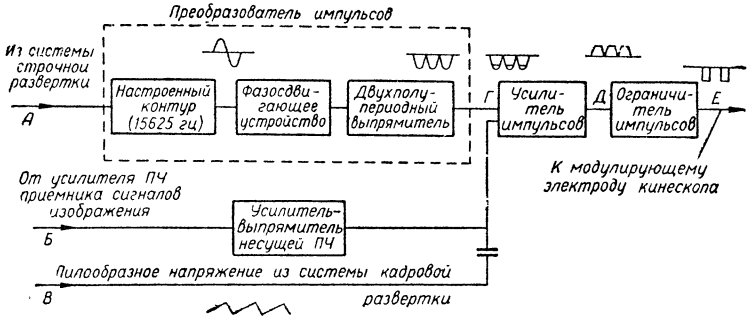


Рис. 391. Блок-схема индикатора точной настройки телевизионного приемника.

Это напряжение выделяется с помощью контура, настроенного на несущую ПЧ изображения или звука, выпрямляется и поступает на усилитель импульсов в качестве управляющего. При точной настройке на несущую частоту амплитуда управляющего напряжения будет наибольшей, а ширина прямоугольного импульса минимальной (рис. 390,*а*). Для получения треугольной фигуры (рис. 390,*б*), обеспечивающей более точную настройку, необходимо на усилитель импульсов в точке *В* подать пилообразное напряжение кадровой развертки.

На рис. 392 приведена принципиальная схема индикатора настройки. Точки, обозначенные большими буквами на схеме, соответствуют аналогичным точкам на блок-схеме (рис. 391).

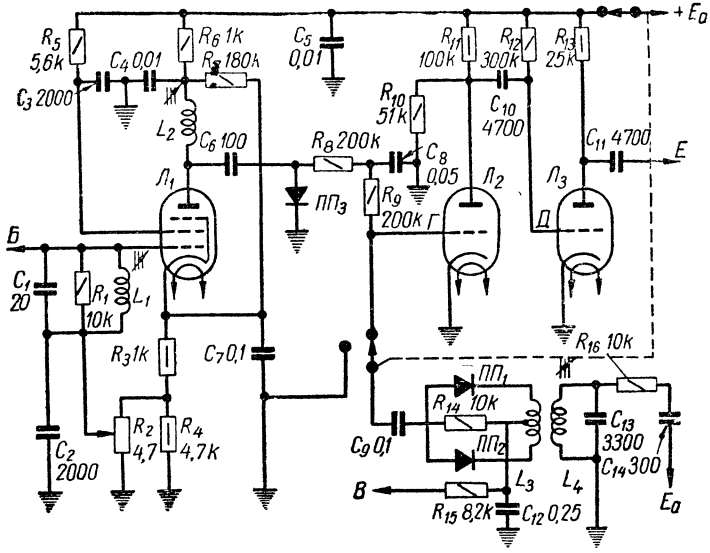


Рис. 392. Принципиальная схема индикатора настройки телевизионного приемника.

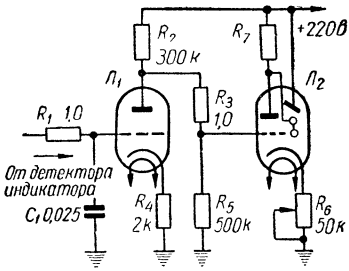


Рис. 393. Схема индикатора настройки, использующая оптический индикатор типа 6Е5С.

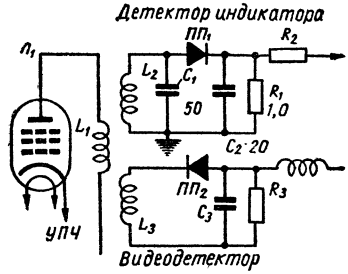


Рис. 394. Схема детектора индикатора настройки.

На рис. 393 приведена схема, в которой используется оптический индикатор настройки.

Напряжение, необходимое для управления углом раствора темного сектора на экране индикатора, снимается с контура L_2C_1 детектора индикатора (рис. 394), слабо связанного с последним каскадом УПЧ и настроен-

ного на несущую частоту изображения. Выпрямленное напряжение усиливается и поступает на сетку индикатора настройки $Л_2$. В тех случаях, когда контрастность регулируется изменением общего усиления приемника в УПЧ, чувствительность индикатора (по углу раствора) будет зависеть от положения ручки контрастности, это является недостатком схемы.

§ 13. РАЗВЕРТЫВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Для отклонения (развертки) луча на экране электронно-лучевой трубки необходимо подавать на отклоняющее устройство пилообразное напряжение (для трубок с электростатическим отклонением) или пилообразный ток (для трубок с электромагнитным отклонением). Частота пилообразного напряжения или тока, предназначенного для вертикального отклонения, должна быть равна числу полукадров, передаваемых в одну секунду (50 *гц* для стандарта СССР), а частота пилообразного напряжения или тока, предназначенного для горизонтального отклонения,— произведению числа полных кадров, передаваемых в 1 сек., на число строк разложения (для стандарта СССР $25 \times 625 = 15\,625$ *гц*).

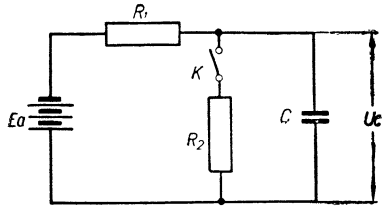


Рис. 395. Схема получения пилообразного напряжения.

Методы получения пилообразного напряжения. Для получения пилообразного напряжения в основном используется заряд и разряд емкости. На рис. 395 приведена схема получения пилообразного напряжения. При заряде конденсатора от источника с напряжением E_a через сопротивление R_1 напряжение на конденсаторе U_c, как известно, возрастает по экспоненциальной кривой. Если в момент t_2 (рис. 396) замкнуть ключом K конденсатор на сопротивление $R_2 \ll R_1$, то конденсатор начнет разряжаться и в момент t_3 остаточный заряд E_0 станет таким же, как и в момент t_1. Повторяя периодически заряд и разряд конденсатора, получают пилообразное напряжение. Скорость нарастания напряжения зависит от постоянной времени заряда R_1C. В качестве ключа используется электронная (разрядная) лампа.

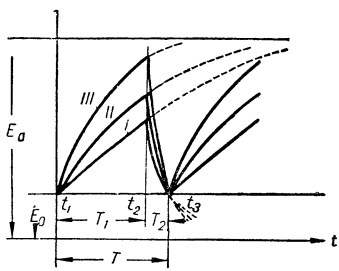


Рис. 396. Форма кривой пилообразного напряжения при различных значениях постоянной времени цепи заряда.

На рис. 396 приведены кривые для разных значений произведения R_1C. Кривая I соответствует наибольшей постоянной времени R_1C. Таким образом, при уменьшении постоянной времени увеличивается скорость заряда конденсатора и, следовательно, за время $T_1 = t_2 - t_1$, конденсатор зарядится до большего напряжения, чем в случае большой постоянной времени заряда. Однако из кривых рис. 396 видно, что чем меньше постоянная

времени, тем больший участок кривой заряда используется и, следовательно, тем больше отличается от линейного закон нарастания напряжения на конденсаторе. Таким образом, чтобы получить больший коэффициент использования напряжения источника питания, желательно постоянную времени R_1C уменьшать, а для получения большей линейности — увеличивать.

Если заданы коэффициент нелинейных искажений K_f (обычно 0,05÷0,1) и длительность прямого хода T_1, то величину постоянной времени заряда можно определить из условия

$$\frac{T_1}{CR_1} \approx K_f.$$

Размах пилообразного напряжения

$$E_p \approx \frac{T_1}{R_1C}(E_a - E_0).$$

Таким образом, чем меньше E_0, тем больше может быть амплитуда пилообразного напряжения. Однако брать слишком малое E_0 нельзя, так как с уменьшением E_0 для того, чтобы конденсатор успел разрядиться за то же время T_2, необходимо сокращать постоянную времени R_2C. Последнее не всегда возможно, так как ключом K является электронная лампа с определенным внутренним сопротивлением. Обычно выбирают

$$\frac{E_p}{E_a} = (0{,}8 \div 0{,}9)\frac{T_1}{CR_1} = (0{,}8 \div 0{,}9)K_f.$$

При заданной длительности обратного хода T_2 постоянная времени разряда выбирается из условия

$$\frac{T_2}{CR_2} = 1{,}8 \div 2{,}4.$$

Пример. Рассчитать схему формирования пилообразного напряжения для строчной развертки, если задано $E = 20$ *в*, $K_f = 7\%$.

Согласно телевизионному стандарту период строчной развертки $T_c = 64$ *мксек* или $64 \cdot 10^{-6}$ сек. Время обратного хода пилы T_2 принимаем равным длительности строчного синхронизирующего импульса $T_2 = 5{,}1$ *мксек* или $5{,}1 \cdot 10^{-6}$ сек.

Постоянная времени цепи заряда

$$CR_1 = \frac{T_1}{K_f} = \frac{T_c - T_2}{K_f} = \frac{(64 - 5{,}1) \cdot 10^{-6}}{0{,}07} = 840 \cdot 10^{-6} \text{ сек}.$$

Напряжение источника постоянного тока определяем из условия

$$\frac{E_p}{E_a} = 0{,}85K_f = 0{,}85 \cdot 0{,}07 \cong 0{,}06,$$

отсюда

$$E_a = \frac{E_p}{0{,}06} \cong 330 \text{ в}.$$

Находим постоянную времени цепи разряда, принимая

$$\frac{T_2}{CR_2} = 2,$$

отсюда

$$CR_2 = \frac{T_2}{2} = 2{,}5 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

Величину R_2 желательно иметь поменьше, поэтому в качестве ключа выбирают лампу с малым R_i.

Из табл. 85 выбираем лампу 6Н8С с $R_i = 7{,}9$ *ком*.

Так как $R_2 = R_i = 7{,}9$ *ком*, определим величину емкости

$$C = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-6}}{R_2} = \frac{2{,}5 \cdot 10^{-6}}{7{,}9 \cdot 10^3} = 0{,}317 \cdot 10^{-9} = 317 \text{ пф}.$$

Принимаем $C = 320$ *пф*.

Определяем R_1

$$R_1 = \frac{840 \cdot 10^{-6}}{C} = 2{,}7 \cdot 10^6 \text{ ом} = 2{,}7 \text{ Мом}.$$

На рис. 397 приведена рассчитанная в данном примере схема разрядной цепочки.

Способы управления разрядной лампой. Для запуска разрядной цепочки принципиально могут быть непосредственно использованы синхро-

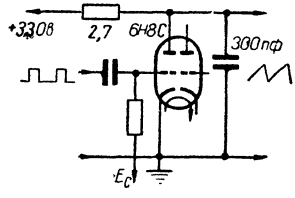


Рис. 397. Схема разрядной цепочки по данным примера на стр. 511.

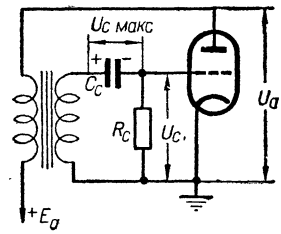


Рис. 398. Схема блокинг-генератора.

низирующие импульсы, содержащиеся в телевизионном сигнале. Однако такая схема характеризуется малой помехоустойчивостью, так как может запускаться от любого импульса помехи. Кроме того, в этой схеме при отсутствии телепередачи электронный луч на экране трубки будет неподвижным, что может привести к порче экрана. В связи с этим для управления разрядной лампой используются специальные генераторы импульсов, частота колебаний которых синхронизируется импульсами, содержащимися в телевизионном сигнале. К числу таких генераторов относятся блокинг-генераторы, мультивибраторы и т. д.

Блокинг-генератор — это одноламповая автоколебательная релаксационная система (рис. 398), напоминающая схему генератора синусоидальных колебаний с индуктивной связью (гл. XI, § 8), но отличающаяся от нее отсутствием настроенных контуров в анодной или сеточной цепях

и сильной связью между обмотками трансформатора. Благодаря указанным особенностям схема генерирует колебания сложной формы. На рис. 399 представлена форма напряжения на сетке блокинг-генератора и форма токов в анодной и сеточной цепях (U_{c0} — напряжение отсечки анодного тока; остальные обозначения ясны из рис. 398).

Период колебаний блокинг-генератора определяется в основном значениями постоянной времени сеточной цепи C_cR_c

$$T \approx (0\,3 \div 0{,}5)\, R_cC_c.$$

Длительность импульсов приблизительно равна половине периода собственных колебаний контура, образованного индуктивностью и паразитной емкостью обмоток трансформатора.

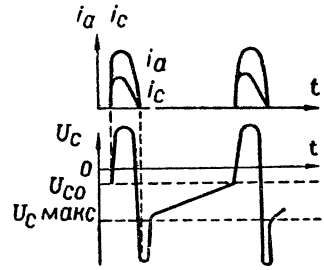


Рис. 399. Форма токов и напряжений в цепях блокинг-генератора.

Из рассмотрения рис. 399 видно, что напряжение на сетке блокинг-генератора в период между кратковременными положительными импульсами имеет большое отрицательное значение, полностью запирающее генераторную лампу. Если в качестве разрядной лампы генератора пилообразного напряжения применить лампу такого же типа, что и для блокинг-генератора, то отпадает необходимость в подаче дополнительного отрицательного смещения для запирания разрядной лампы.

На рис. 400 приведена практическая схема блокинг-генератора для получения строчного пилообразного напряжения.

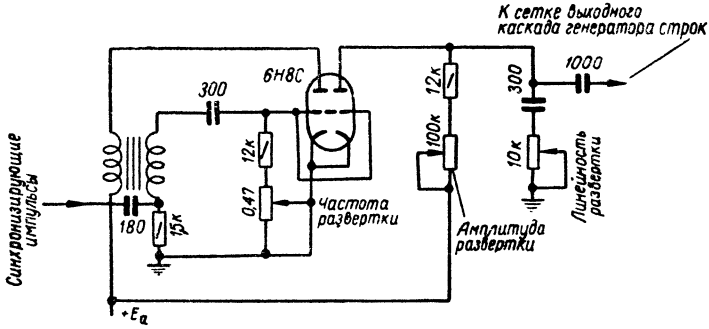


Рис. 400. Схема формирования пилообразного напряжения строчной развертки.

Поскольку анодный ток лампы блокинг-генератора имеет вид кратковременных импульсов, разрядная лампа и лампа блокинг-генератора могут быть совмещены (рис. 401).

Существенным преимуществом блокинг-генератора является простота регулировки периода колебаний и легкость осуществления синхронизации.

Основной способ регулировки периода колебаний заключается в изменении величины постоянной времени R_cC_c. Для этого сопротивление R_c выполняется переменным.

Однако можно изменять частоту колебаний также подачей дополнительного постоянного смещения на сетку лампы. При увеличении отрицательного смещения на сетке блокинг-генератора кривая U_c (рис. 399) опустится ниже, и напряжение на сетке достигнет напряжения отсечки анодного тока U_{c0} через более длительное время, т. е. период колебаний блокинг-генератора увеличивается. Способ регулировки частоты изменением смещения применяется в схемах автоматической подстройки частоты.

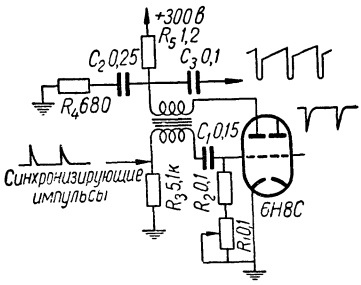


Рис. 401. Схема генератора пилообразного напряжения на одной лампе.

Блокинг-генератор легко синхронизируется импульсами, частота повторения которых выше частоты его собственных колебаний. Синхронизирующие импульсы необходимо подавать либо положительной полярности на сетку, либо отрицательной — на анод генераторной лампы.

Процесс синхронизации блокинг-генератора иллюстрирует рис. 402,*а*. На верхнем графике показаны синхронизирующие импульсы, на нижнем — напряжение на сетке блокинг-генератора: пунктиром — при отсутствии

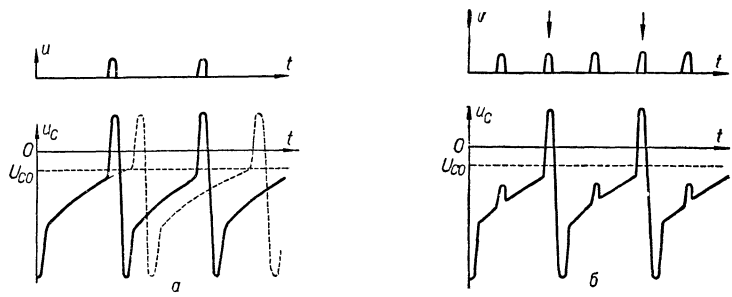


Рис. 402. Графическая иллюстрация процесса синхронизации блокинг-генератора:

а — импульсами несколько большей частоты, чем частота колебаний блокинг-генератора; *б* — импульсами удвоенной частоты.

синхронизирующих импульсов, сплошной линией — при синхронизации. На рис. 402,*б* показан процесс синхронизации импульсами, частота повторения которых в два с лишним раза превышает частоту собственных колебаний блокинг-генератора. Из рисунка видно, что первый импульс не отпирает блокинг-генератор, так как попадает на сетку в тот момент, когда отрицательное смещение на ней слишком велико. Такой режим синхронизации

происходит в блокинг-генераторе строк при прохождении уравнивающих импульсов (во время передачи кадрового синхронизирующего импульса).

Из рассмотрения кривой напряжения на сетке блокинг-генератора (рис. 403,*а*) видно, что в области окончания разрядного цикла конденсатора схема более чувствительна к импульсным помехам, так как отрицательное смещение на сетке мало, и импульсы помех малой амплитуды в состоянии нарушить работу схемы.

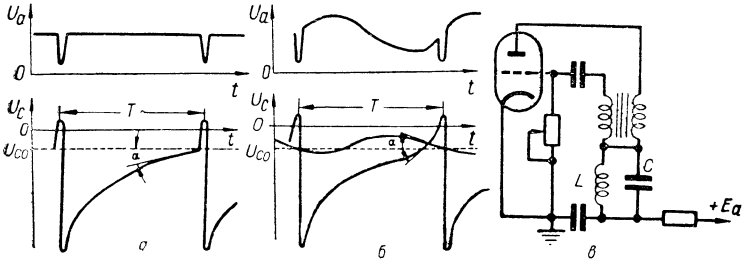


Рис. 403. Схема блокинг-генератора со стабилизирующим контуром и графики, поясняющие принцип ее работы.

Чтобы увеличить устойчивость блокинг-генератора к воздействию импульсных помех применяется иногда схема со стабилизирующим контуром, представленная на рис. 403,*в*.

В этой схеме между анодной и сеточной цепями включен параллельный контур *LC*, настроенный на частоту, более низкую, чем собственная частота колебаний блокинг-генератора. В момент запуска блокинг-генератора в контуре возникают колебания, напряжение которых складывается с напряжениями на сетке и аноде. Подбирая необходимую амплитуду синусоидальных колебаний (например, шунтированием контура сопротивлением) можно получить такую форму кривой колебаний блокинг-генератора (рис. 403,*б*), при которой обеспечивается большая помехоустойчивость вследствие увеличения угла α.

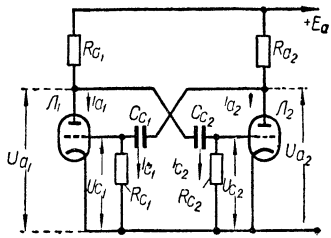


Рис. 404. Принципиальная схема мультивибратора.

Мультивибратор (рис. 404) представляет собой двухкаскадный усилитель на сопротивлениях с положительной обратной связью, которая осуществляется подачей напряжения с анода второго каскада на сетку первого, а также с анода первого на сетку второго. Такая схема должна генерировать, так как каждая лампа создает сдвиг фаз на 180°.

Частота колебаний мультивибратора определяется, в первую очередь, постоянными времени $R_{c_1}C_{c_1}$ и $R_{c_2}C_{c_2}$, а также величиной напряжения постоянного смещения на сетках ламп.

На рис. 405 представлена форма колебаний мультивибратора при симметричной схеме ($R_{c_1}C_{c_1} = R_{c_2}C_{c_2}$). Если одну из постоянных времени

(например $R_{c_1}C_{c_1}$) значительно уменьшить по сравнению с другой ($R_{c_2}C_{c_2}$), то такая несимметричная схема будет генерировать очень короткие импульсы (рис. 406). Для схемы, представленной на рис. 404, период колебаний определяется по формуле

$$T \approx 1{,}7\,(R_{c_1}C_{c_1} + R_{c_2}C_{c_2}).$$

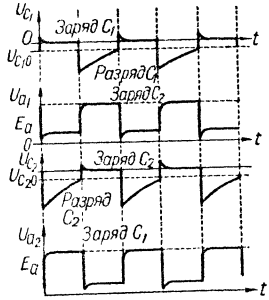


Рис. 405. Осциллограмма колебаний симметричного мультивибратора.

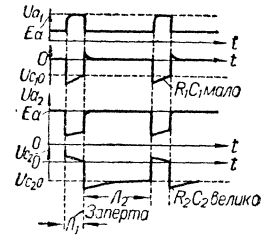


Рис. 406. Осциллограмма колебаний несимметричного мультивибратора.

Подключение сопротивления утечки сетки к положительному потенциалу (рис. 407) укорачивает длительность каждого цикла, а также увеличивает стабильность частоты мультивибратора, так как кривая значений мгновенных сеточных потенциалов пересекает линию напряжения отсечки анодного тока под большим углом.

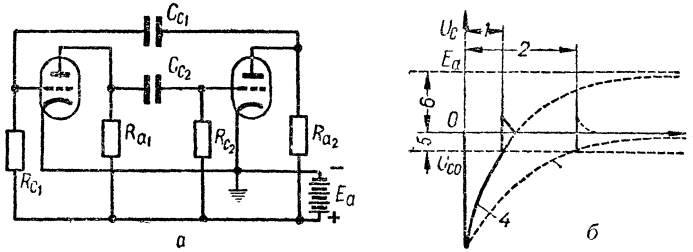


Рис. 407. Мультивибратор с сеткой, подключенной к положительному потенциалу:

а — схема; *б* — графическая иллюстрация работы мультивибратора; *1* — длительность полупериода при положительном смещении; *2* — длительность полупериода при нулевом смещении; *3* — форма напряжения на сетке при нулевом смещении; *4* — форма напряжения на сетке при положительном смещении; *5* — напряжение отсечки анодного тока; *6* — положительное смещение.

Процесс синхронизации внешними импульсами в мультивибраторе протекает так же, как и в блокинг-генераторе.

Синхронизирующие импульсы можно подавать на сетку любой лампы как в положительной, так и в отрицательной полярности.

Существует много разновидностей схем мультивибраторов. На рис. 408 приведена схема мультивибратора с катодной связью. В этой схеме обратная связь осуществляется с помощью сопротивления R_3 в катодной цепи, по которому проходит ток обеих ламп. Схема удобна тем, что в ней совмещается генератор импульсов с разрядной цепью, состоящей из R_5C_3 и R_6. Лампа $Л_2$ в этой схеме выполняет одновременно роль разрядной лампы. На рис. 409 приведены осциллограммы колебаний в различных цепях схемы: на аноде и сетке первой лампы, на аноде второй лампы и на катоде.

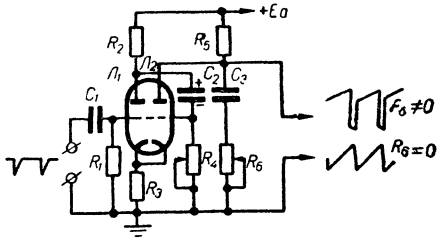


Рис. 408. Мультивибратор с катодной связью.

Преимуществом мультивибратора по сравнению с блокинг-генератором является отсутствие трансформатора, недостатком — наличие двух ламп вместо одной.

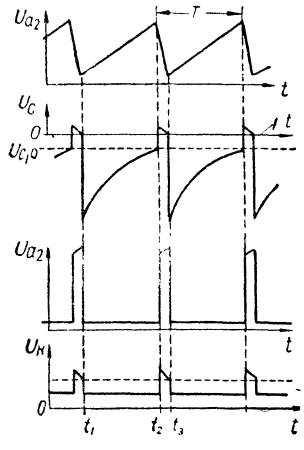


Рис. 409. Осциллограммы колебаний в различных цепях мультивибратора с катодной связью:

1 — линия напряжения отсечки анодного тока $Л_2$; *2* — линия напряжения отсечки анодного тока $Л_1$.

Способы развертки луча в трубках с электростатическим отклонением

В трубках с электростатическим отклонением луч по экрану перемещается электрическим полем конденсатора, образованного отклоняющими пластинами. Величина отклонения луча на экране трубки в миллиметрах, приходящаяся на 1 *в* напряжения, приложенного к отклоняющим пластинам, называется чувствительностью трубки. Последняя обычно приводится в справочных таблицах (гл. IX). Чувствительность трубки при прочих равных условиях обратно пропорциональна напряжению на втором аноде, поэтому с увеличением напряжения второго анода она уменьшается.

Для развертки луча в трубках с электростатическим отклонением необходимо пилообразное напряжение с амплитудой 800 — 1000 *в* и больше. Кроме того, для подачи на отклоняющие пластины напряжения симметрично относительно «земли» необходимо применять двухтактные выходные устройства. Простейшим решением этой задачи является:

1) непосредственное получение на конденсаторе разрядной цепочки пилообразного напряжения большой амплитуды;

2) усиление пилообразного напряжения, снимаемого с конденсатора разрядной цепочки в двухтактном усилителе с активной нагрузкой.

Однако для этого необходим высоковольтный источник постоянного тока. Таким источником может быть выпрямитель для питания анода кинескопа. Из-за того, что этот источник тока обычно маломощный, рассмотренные варианты схем могут быть использованы только для кадровой развертки, при которой ток заряда конденсатора в разрядной цепочке может быть малым вследствие большого времени прямого хода развертки.

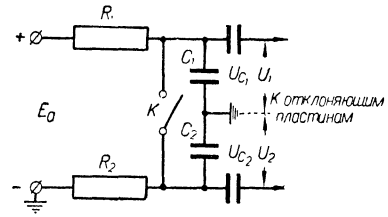


Рис. 410. Схема, поясняющая принцип получения двухтактного пилообразного напряжения непосредственно с разрядной цепочки.

На рис. 410 приведена схема, поясняющая принцип получения двухтактного пилообразного напряжения непосредственно с разрядной цепочки. В этой схеме $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$. При включении напряжения E_a (при разомкнутом ключе K) конденсатор C_1 через сопротивление R_1 зарядится до напряжения U_c. На время обратного хода ключ K замыкается, и конденсатор C_1 отдает половину своего заряда конденсатору C_2; таким образом, оба конденсатора оказываются заряженными до напряжения $\frac{U_c}{2}$.

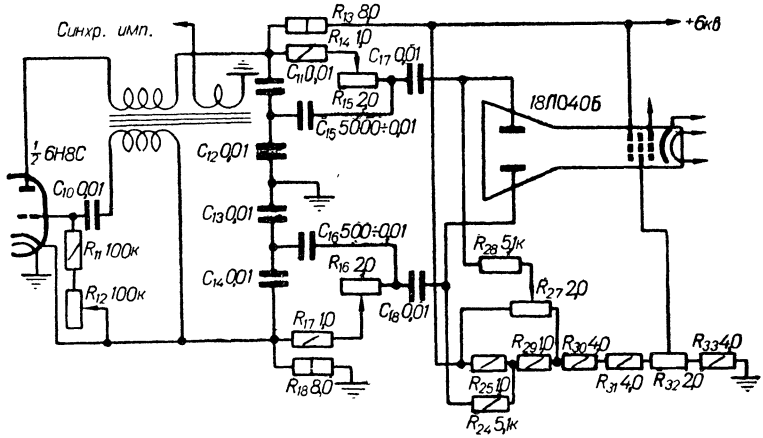


Рис. 411. Схема генератора двухтактного пилообразного напряжения для кадровой развертки.

После размыкания ключа (прямой ход) конденсатор C_1 снова начинает заряжаться от источника питания через сопротивление R_1, а конденсатор C_2 разряжаться через сопротивление R_2. Так как постоянные времени R_1C_1 и R_2C_2 одинаковы, то к концу прямого хода конденсатор C_2 разрядится ровно на столько, на сколько зарядится конденсатор C_1. Таким образом, пере-

менные напряжения U_1 и U_2, снимаемые с конденсаторов C_1 и C_2, представляют собой две противофазные «пилы» с одинаковым размахом.

На рис. 411 приведена практическая схема генератора кадровой развертки для трубки 18ЛО40, в которой в качестве ключа использован блокинг-генератор, а зарядная цепь составлена из последовательно включенных емкостей C_{11}, C_{12} (вместо C_1 на рис. 410) и C_{13}, C_{14} (вместо C_2 на рис. 410) и сопротивлений R_{13} и R_{18}.

Вследствие малой величины переходных емкостей C_{17} и C_{18} происходит дифференцирование и искажается форма пилообразного напряжения. Для компенсации искажений последовательно с конденсаторами C_{17} и C_{18} включены интегрирующие цепочки R_{14}, R_{15}, C_{15} и R_{17}, R_{10}, C_{16}

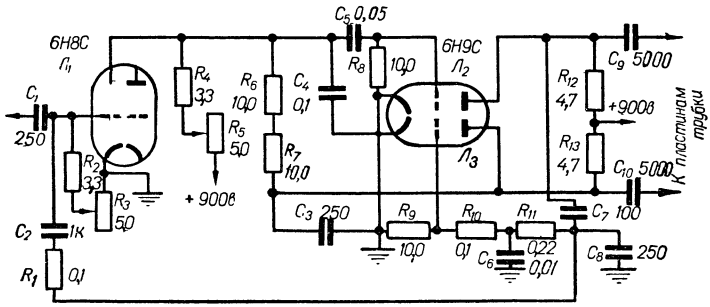


Рис. 412. Схема генератора пилообразного напряжения с двухтактным усилителем.

На рис. 412 приведена схема кадровой развертки с двухтактным усилителем пилообразного напряжения на триодах $Л_2Л_3$. Пилообразное напряжение выделяется на конденсаторе C_4, который заряжается через сопротивления R_4, R_5, а разряжается через лампу $Л_1$. Триоды $Л_1$ и $Л_2$ образуют мультивибратор, в котором обратная связь осуществляется через цепь C_7, R_1, C_2. Пилообразное напряжение, снимаемое с анода $Л_2$, предварительно дифференцируется с помощью цепочки C_7, R_{11}, пропускается через фильтр C_8, R_1 и подается на сетку $Л_1$ уже в виде остроконечного импульса, обеспечивающего самовозбуждение мультивибратора. Для получения симметричного пилообразного напряжения с анода $Л_2$ на сетку $Л_3$ через делитель подается пилообразное напряжение. Емкость высоковольтных разделительных конденсаторов C_9 и C_{10} желательно выбирать небольшой, однако при этом возникают нелинейные искажения, для компенсации которых вводится цепь обратной связи из сопротивлений R_6 и R_7 с анодной цепи триода $Л_3$ на сетку $Л_2$. От тщательного подбора величин сопротивлений R_6 и R_7 в значительной степени зависит линейность развертки.

Усилители пилообразного напряжения с трансформаторным и автотрансформаторным выходами. Для получения большой амплитуды пилообразного напряжения как в строчных, так и в кадровых генераторах развертки могут быть применены усилители с трансформаторной или автотрансформаторной нагрузками. Схемы с автотрансформаторным (или трансформаторным) выходом преимущественно применяются в генераторах строчной развертки, где благодаря повышенной частоте развертки (15 625 *гц*) транс-

форматоры удается изготовить относительно малых габаритов. На рис. 413 приведен один из практических вариантов схемы выходного усилителя строчной развертки с автотрансформаторным выходом. Для неискаженной

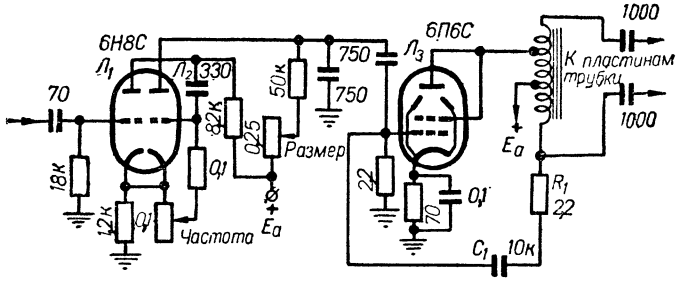


Рис 413. Схема усилителя пилообразного напряжения с автотрансформаторным выходом.

передачи пилообразного напряжения трансформатор необходимо рассчитать на полосу пропускания, в 7—10 раз превышающую частоту повторения пилообразного отклоняющего напряжения.

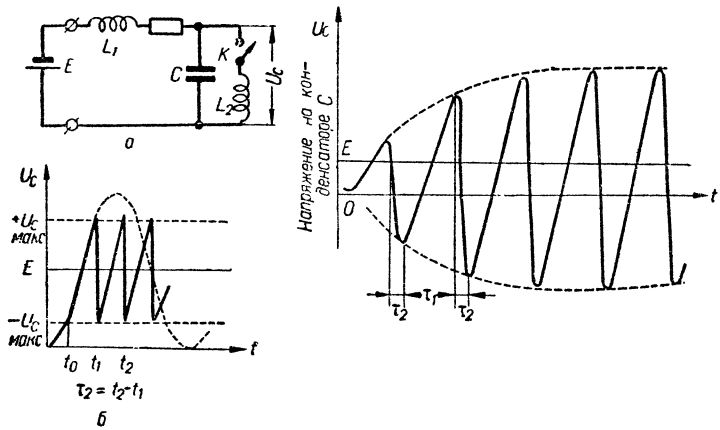


Рис. 414. Генератор пилообразного напряжения, работающий на принципе заряда конденсатора через индуктивность:

а — схема; *б* — напряжение на конденсаторе при отсутствии L_2, *в* — напряжение на конденсаторе при наличии L_2.

На рис. 414,*а* приведена принципиальная схема развертки, в которой для получения большой амплитуды пилообразного напряжения на отклоняющих электродах трубки используется схема заряда конденсатора через индуктивность. При заряде конденсатора через индуктивность ток заряда

не прекращается и тогда, когда напряжение на конденсаторе становится равным напряжению источника E. Благодаря э. д. с., возникающей в индуктивности при уменьшении тока, ток заряда продолжает течь в том же направлении, сообщая емкости C дополнительный заряд, до тех пор пока не замкнется ключ K и не разрядит емкость. Кривая напряжения на конденсаторе (рис. 414,*б*) состоит из отрезков синусоиды. Период колебаний контура LC (пунктирная кривая) выбирается в несколько раз (4—6) больше, чем период пилообразного напряжения. Роль ключа в этой схеме может выполнять блокинг-генератор. Принципиально с помощью такой схемы можно получить размах пилообразного напряжения несколько меньше $2E$. Включая в схему индуктивность L_2, можно увеличить выходное напряжение. При этом необходимо выбирать лампу блокинг-генератора с малым внутрен-

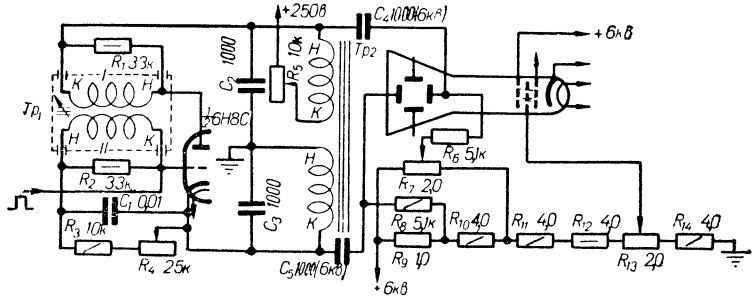


Рис. 415. Практическая схема генератора строчной развертки, работающая по принципу схемы рис. 414.

Параметры Тр-2: сечение сердечника 3—4 *см*², обмотки состоят из 2000 витков провода ПЭШД 0,1. Трубка типа 18ЛО40Б.

ним сопротивлением, чтобы в цепи разряда конденсатора L_2C возможен был колебательный процесс. В этом случае процесс разряда конденсатора C не прекращается при достижении на нем напряжения, равного нулю. Благодаря энергии, запасенной в индуктивности L_2, конденсатор заряжается до некоторого отрицательного значения напряжения. В течение нескольких периодов колебаний амплитуда пилообразного напряжения достигает величины, значительно превышающей напряжение источника питания E. Амплитуда пилообразного напряжения растет с увеличением индуктивности L_2, но при этом возрастает и длительность обратного хода.

На рис. 415 приведена практическая схема генератора пилообразного напряжения большой амплитуды. Роль индуктивности L_1 здесь выполняют обмотки трансформатора $Тр_2$, а L_2 — индуктивность трансформатора блокинг-генератора $Тр_1$.

Способы развертки луча в трубках с электромагнитным отклонением

В трубках с электромагнитным отклонением луч перемещает магнитное поле, которое создается двумя катушками, расположенными на диаметрально противоположных сторонах горловины трубки. В пространстве между катушками создается приблизительно однородное магнитное поле и

электроны движутся по отрезкам круговой траектории в плоскости, перпендикулярной оси катушек (магнитным силовым линиям). Число ампер-витков, необходимое для отклонения электронного луча на экране трубки, определяется по формуле

$$Iw = \frac{2{,}69hd\sqrt{E_a}}{l\sqrt{r^2 + h^2}},$$

где h — величина отклонения луча на экране трубки (в *см*);
E_a — напряжение на аноде трубки (в *в*);
r — расстояние между центром катушек и экраном (в *см*);
l — длина катушки (в *см*);
d — средний диаметр отклоняющей системы (в *см*);
I — ток в отклоняющих катушках (в *а*);
w — число витков.

Чтобы получить малые искажения растра при отклонении электронного пучка, необходимо создать по возможности однородное электромагнитное поле между катушками. Для этой цели в телевидении преимущественно применяются отклоняющие катушки без сердечников (рис. 416).

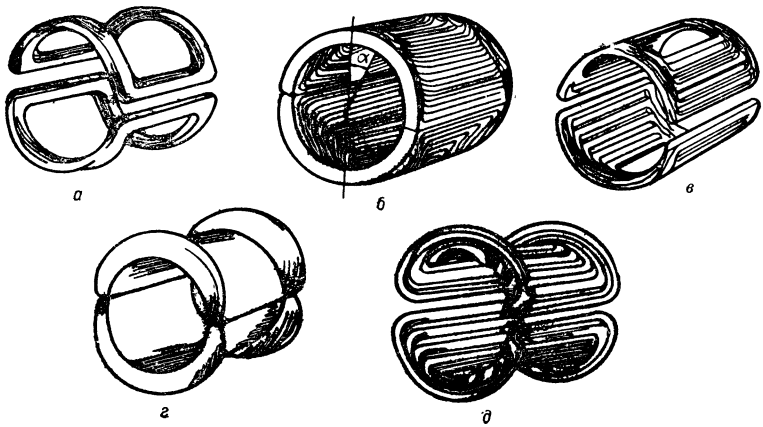


Рис. 416. Отклоняющие катушки:
а — с сосредоточенной обмоткой, *б* — с распределенной обмоткой, *в* — с полураспределенной обмоткой, *г*, *д* — катушки с отогнутыми краями.

Поле катушек с сосредоточенной обмоткой (рис. 416,*а*) неоднородно, что приводит к расфокусировке луча, но эти катушки просты по конструкции и иногда применяются. При соблюдении условия $2a = R$, где R — радиус катушки, $2a$ — расстояние между катушками (рис. 417) искажения поля катушки будут минимальными.

Наиболее однородное поле можно получить, если применить распределенную обмотку (рис. 416,*б*) с синусным распределением витков, где число витков на один градус окружности поперечного сечения пропорционально синусу вертикального угла α. Однако выполнение такой обмотки затруд-

нительно, поэтому обычно применяют полураспределенную обмотку (рис. 416,*в*), состоящую из нескольких секций. Если в такой катушке 4—5 секций, то поле незначительно отличается от поля распределенной катушки.

Если задано общее число витков отклоняющей катушки с полураспределенной обмоткой w, то число витков каждой секции w_1, w_2 и т. д. (рис. 418) можно определить по формулам:

$$w_1 = w_0 \sin \alpha_1;$$
$$w_2 = w_0 \sin \alpha_2;$$
$$\cdots\cdots\cdots$$
$$w_n = w_0 \sin \alpha_n,$$

где

$$w_0 = \frac{w}{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 + \ldots + \sin \alpha_n}.$$

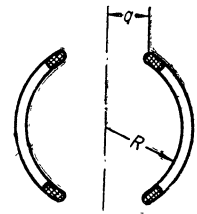


Рис. 417. К расчету отклоняющей катушки с сосредоточенной обмоткой.

У концов катушек вследствие краевого эффекта поле отличается от однородного; для уменьшения краевого эффекта края катушек отгибают.

Для отклонения луча по горизонтали и вертикали применяются отклоняющие системы, состоящие из двух пар катушек, расположенных перпендикулярно друг другу. При таком расположении катушек взаимное влияние их магнитных полей устраняется.

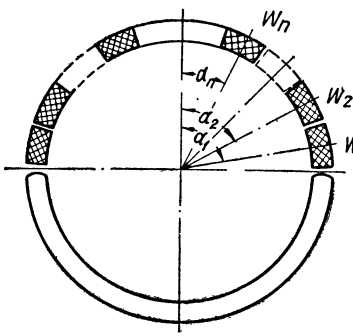


Рис. 418. К расчету отклоняющей катушки с полураспределенной обмоткой.

На рис. 419 приведены формы шаблонов и последовательность операций по изготовлению катушек с полураспределенной обмоткой.

Выбор числа витков отклоняющей катушки. Из формулы

$$Iw = \frac{2{,}69hd\sqrt{E_a}}{l\sqrt{r^2 + h^2}}$$

видно, что величина отклонения электронного луча пропорциональна произведению числа витков катушки на проходящий через нее ток. Это значит, что одинаковое отклонение можно получить как при большом числе витков и малом токе, так и при малом числе витков, но большом токе. Для уменьшения мощности генератора развертки желательно, чтобы ток был меньше, но требуемое при этом увеличение числа витков отклоняющих катушек ограничивается величиной их собственной распределенной емкости.

Кадровые отклоняющие катушки могут выполняться с большим числом витков (порядка 8000—12 000), поскольку здесь частота пилообразного тока низкая. В катушках строчной развертки вследствие высокой частоты повторения пилообразного тока распределенная емкость должна быть зна-

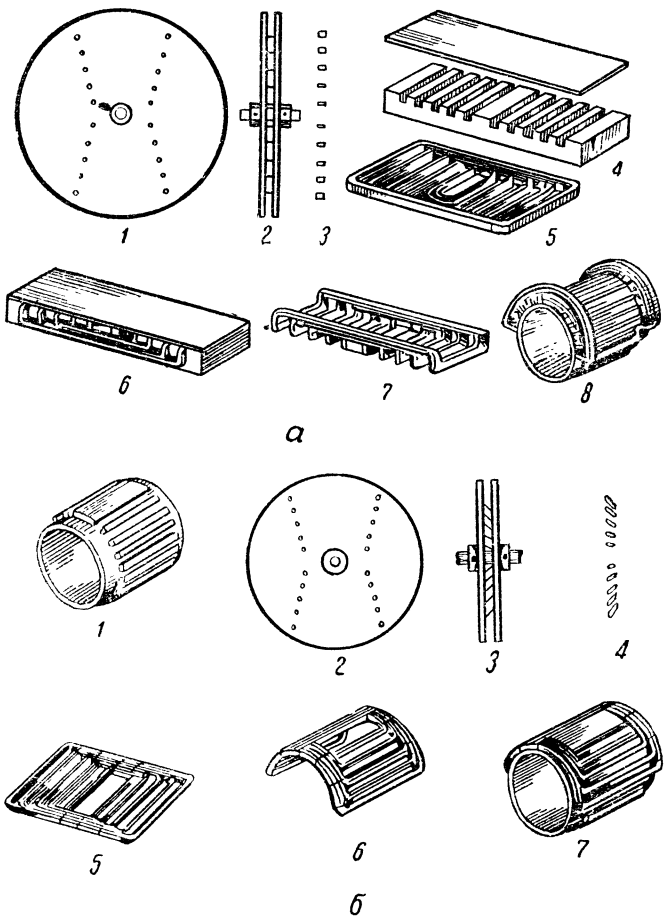


Рис. 419. Формы шаблонов и последовательность операций при изготовлении катушек с полураспределенной обмоткой:

а — с отогнутыми краями (обычно строчная); *1* — оправка для намотки катушки (видны отверстия для шпилек), *2* — вид на оправку сбоку, *3* — сечение намотанной катушки, *4* — оправка для придания правильной формы и отгибания краев катушки, *5* — обвязка катушки, *6* — отгибка краев катушки в оправке, *7* — катушка с отогнутыми краями, *8* — катушка на каркасе; *б* — с ровными краями (обычно кадровая); *1* — каркас с пазами, *2* — оправка для намотки катушки, *3* — вид на оправку сбоку (положение шпилек — наклонное), *4* — сечение намотанной катушки; *5* — обвязка катушки, *6* — катушка, согнутая цилиндром, *7* — катушка на каркасе

чительно меньше, поэтому число витков катушек обычно ограничивается величиной 400—800.

На рис. 420 приведен вариант конструкции отклоняющей и фокусирующей системы для кинескопов с электромагнитным управлением, примененной в телевизоре «Ленинград Т-2».

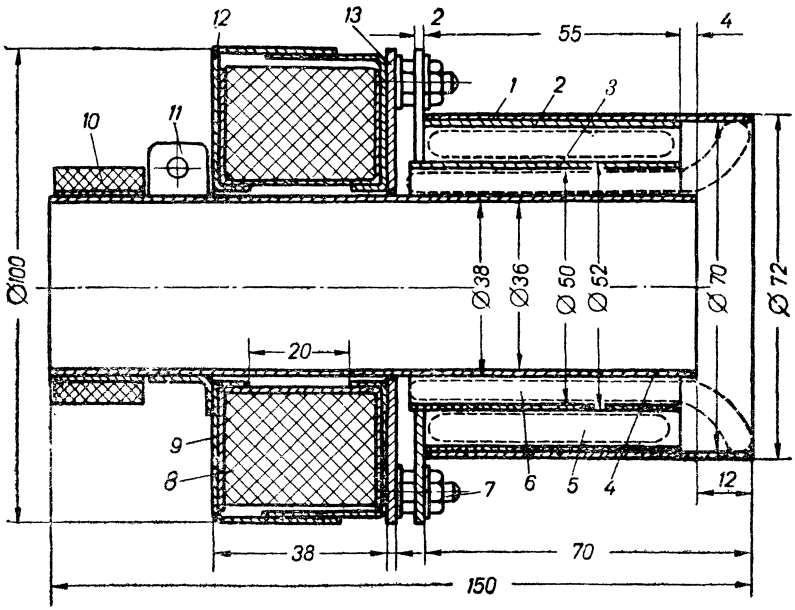


Рис. 420. Конструкция отклоняющей и фокусирующей системы для кинескопов с электромагнитным управлением (применена в телевизоре «Ленинград Т-2»):

1 — наружный стакан из гетинакса; *2* — лента из пермаллоя; *3* — гетинаксовый каркас кадровой отклоняющей катушки; *4* — гетинаксовый цилиндр; *5* — кадровая отклоняющая катушка (длина 55 *мм*, содержит 6100 витков ПЭЛ-1 0,08, размещенных в секциях; в 1-й и 2-й по 700 витков, в 3-й и 4-й по 1000 витков, в 5-й 1200 витков, в 6-й 1500 витков); *6* — строчная катушка (500 витков ПЭЛШО 0,23); *7* — крепежный болт; *8* — фокусирующая катушка (4500 витков ПЭЛ-1 0,35 располагаются в 5 секциях: в 1-й 50, во 2-й 75, в 3-й 100, в 4-й 125, в 5-й 150 витков); *9* — внутренний каркас фокусирующей катушки; 10 — корректирующее магнитное кольцо в эбонитовом кожухе; 11 — муфта крепления фокусирующей катушки к цилиндру *4*; *12* — наружный каркас катушки *8* из мягкой стали; *13* — направляющий диск из гетинакса.

На рис. 421 приведен общий вид унифицированной отклоняющей системы, предназначенной для кинескопов с электростатической фокусировкой и углом отклонения луча порядка 70°, а на рис. 422 дана ее схема.

Для кинескопов с углом отклонения луча 110° по диагонали применяется отклоняющая система с катушками особой седлообразной формы (рис. 423), поверх которых накладывается ферритовый сердечник в виде

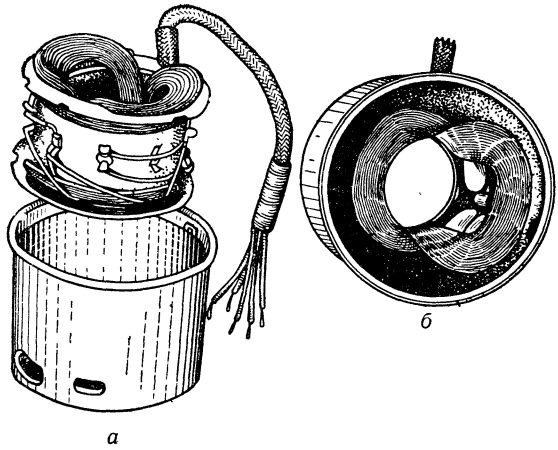


Рис. 421. Общий вид унифицированной отклоняющей системы для кинескопов с углом отклонения 70° (колодка питания снята):
а — со снятым кожухом; *б* — в сборе.

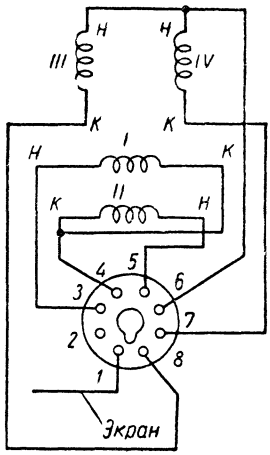


Рис. 422. Схема унифицированной отклоняющей системы рис. 421. Строчные катушки *I* и *II* содержат по 225 витков ПЭВ 0,35, кадровые катушки *III* и *IV* — по 170 витков ПЭВ 0,44.

конусообразных колец. Отклоняющая система прилегает непосредственно к конусу колбы трубки (рис. 424).

Такая конструкция позволяет увеличить эффективную длину отклоняющих катушек и тем самым уменьшить мощность, необходимую для отклонения луча.

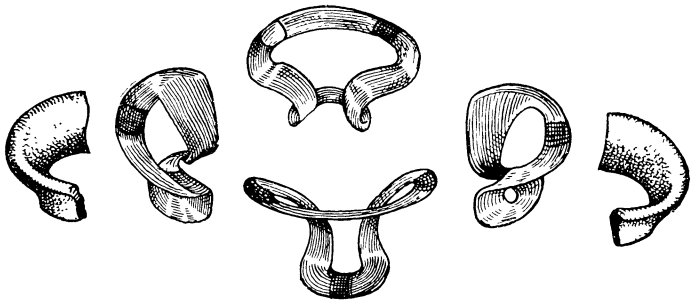


Рис. 423. Конструкция отклоняющих катушек для кинескопов с углом отклонения луча 110° по диагонали.

Способы получения пилообразного тока. Пилообразный ток может быть получен в схеме рис. 425. При замыкании ключа K в цепи протекает ток i (t), нарастающий по экспоненциальному закону и стремящийся к величине $\frac{E}{R}$.

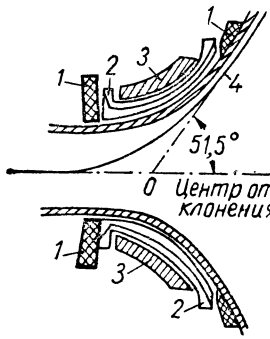


Рис. 424. Расположение отклоняющей системы на горловине кинескопа с углом отклонения луча 110°:

1 — строчные катушки; *2* — кадровые катушки; *3* — ферритовый сердечник; *4* — траектория отклоненного луча.

Если в момент t_1 (рис. 426) ключ K разомкнуть, ток в цепи начнет резко уменьшаться. Замыкая и размыкая цепь ключом K, можно получить пилообразное изменение тока в катушке L.

В качестве ключа K используется лампа, а индуктивности — откло-

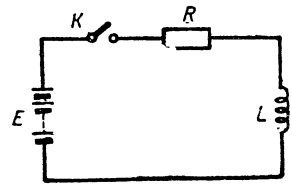


Рис. 425. Схема получения пилообразного тока.

няющие катушки. Для получения пилообразного тока в схеме, представленной на рис. 427, необходимо на сетку лампы подать напряжение в виде прямоугольных импульсов, отпирающих лампу на период T_1 и запирающих на период T_2 (рис. 426).

В схеме, представленной на рис. 427, соблюдается условие

$$K_f = \frac{T_1 R_i}{L}.$$

Из этой формулы видно, что чем меньше допустимый коэффициент нелинейных искажений K_f, тем больше должна быть индуктивность катушек L и меньше внутреннее сопротивление лампы R_i.

Более выгодные соотношения получаются между параметрами схемы, если на сетку лампы подавать импульсы сложной формы в виде комбинации пилообразного и прямоугольного напряжения (рис. 428). При такой форме напряжения на сетке лампы можно получить полностью линейное нарастание тока, если соблюдается условие

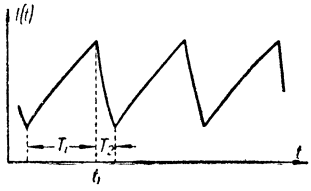


Рис. 426. Форма пилообразного тока в схеме, поданной на рис. 425.

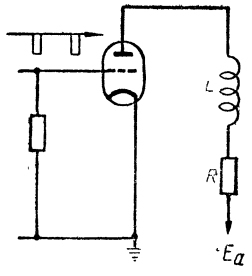


Рис. 427. Схема генератора пилообразного тока.

$$\beta L = R_i T_1,$$

где β — отношение амплитуд пилообразного и прямоугольного напряжений.

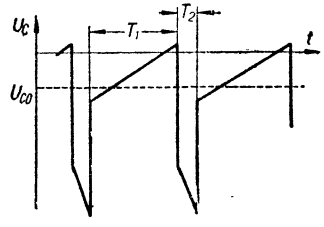


Рис. 428. Форма комбинированного напряжения, обеспечивающего при подаче на сетку лампы рис. 427 наилучшую линейность пилообразного тока.

Из формулы видно, что при комбинированном напряжении для получения идеальной линейности нарастания тока требуется конечная величина индуктивности отклоняющих катушек, в то же время при подаче на сетку лампы импульсов напряжения прямоугольной формы ($\beta = 0$) L стремится к ∞. Из этой же формулы видно, что при заданной индуктивности катушек в случае применения ламп с большим внутренним сопротивлением напряжение на сетке лампы должно быть практически пилообразным, а при применении ламп с малым R_i — в виде прямоугольных импульсов.

Благодаря своей простоте и возможности получения практически идеальной линейности пилообразного тока, рассмотренная схема нашла широкое применение в генераторах кадровой развертки (с низкой частотой).

При рассмотрении работы схемы на высоких частотах необходимо учитывать, что параллельно индуктивности всегда включена некоторая пара

зитная емкость C, неизбежно оказывающая влияние на форму получаемого тока.

Особенно это сказывается при работе на частотах строчной развертки, так как период собственных колебаний контура, образованного индуктивностью отклоняющих катушек и паразитной емкостью становится соизмеримым с длительностью прямого хода строчной развертки.

Для уменьшения паразитной емкости необходимо сокращать число витков отклоняющих катушек, а для гашения паразитных колебаний — шунтировать их активным сопротивлением. Все это приводит к резкому возрастанию мощности генератора, что делает схему малоэкономичной при работе на высоких частотах.

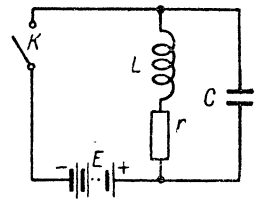


Рис. 429. Эквивалентная схема генератора пилообразного тока с учетом паразитной емкости катушки.

На рис. 429 приведена простейшая идеализированная схема генератора пилообразного тока, в которой для повышения эффективности используются колебания, возникающие в контуре, образованном индуктивностью L отклоняющих катушек и паразитной емкостью C.

При замыкании ключа в момент t_0 (рис. 430) ток, протекающий через отклоняющую катушку, нарастает почти линейно. В момент t_1, соответствующий максимальному значению отклоняющего тока, ключ размыкается. При этом в контуре, образованном индуктивностью L катушек и паразитной емкостью C, возникают собственные колебания. Через половину периода колебаний в момент t_2 ток в контуре достигает максимального отрицательного значения, которое по абсолютной величине несколько меньше его первоначального положительного значения вследствие активных потерь на сопротивлении катушек r. В этот момент ключ вновь замыкается, и ток в катушках начинает спадать (по абсолютному значению), возвращая энергию в батарею: Таким образом, ток через ключ K проходит в двух

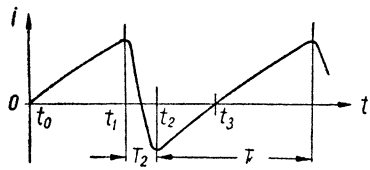


Рис. 430. Форма тока, протекающего через отклоняющую катушку L в схеме, приведенной на рис. 429.

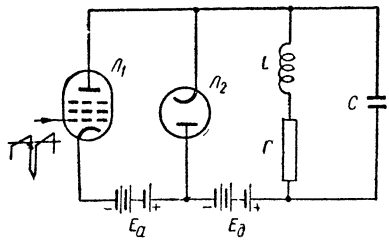


Рис. 431. Принципиальная схема генератора пилообразного тока с гасящим диодом.

направлениях, поэтому схему иногда называют схемой с двухсторонним ключом. При $t = t_3$ почти вся энергия (за исключением потерь на сопротивлении r) возвращается источнику и цикл начинается сначала. Общая мощность, потребляемая от батареи, незначительна и определяется лишь потерями на сопротивлении катушек r.

На рис. 431 приведена схема генератора пилообразного тока, в котором двухсторонним ключом является лампа $Л_1$ и шунтирующий диод $Л_2$. Последний в период t_0—t_3 (рис. 432,*а*) заперт смещением $E_д$.

При воздействии в момент t_1 отрицательного импульса на сетку выходной лампы, эта лампа запирается. В контуре начинается процесс затухающих колебаний. При этом ток в индуктивности начинает быстро спадать, что приводит к резкому возрастанию напряжения на аноде $Л_1$ (рис. 432,*в*) и способствует поддержанию диода в запертом состоянии.

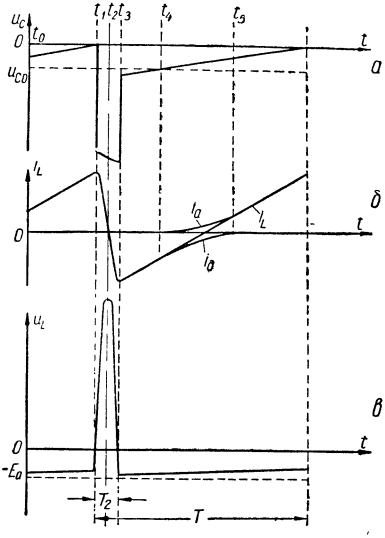


Рис. 432. Форма напряжений и токов в схеме, приведенной на рис 431:

а — напряжение на сетке выходной лампы; *б* — ток в индуктивности; *в* — напряжение на индуктивности.

Однако через половину периода собственных колебаний в момент t_3 ток достигает максимального отрицательного значения и его нарастание в отклоняющей катушке прекращается. Резко падает напряжение на аноде лампы, диод отпирается и колебательный разряд превращается в апериодический. В момент t_4 лампа $Л_1$ отпирается. При этом суммарный ток через индуктивность нарастает линейно. Для получения большей линейности момент t_4 отпирания лампы $Л_1$ регулируется изменением напряжения смещения на ее сетке.

Схема может быть еще более экономичной, если батарею $E_д$ заменить вольтодобавочным конденсатором $C_д$ (рис. 433). Такая схема иногда называется схемой с обратной связью по питанию. При этом диод подключается к схеме через автотрансформатор, чтобы получить ток заряда конденсатора больше, чем ток разряда. Это компенсирует потерю энергии на активном сопротивлении катушек.

Из графика рис. 432, *б* видно, что в такой схеме размах пилообразного тока почти в два раза больше, чем максимальная амплитуда анодного тока лампы $Л_1$. Схема потребляет от источника анодного питания мощность примерно в четыре раза меньше, чем рассмотренная выше схема кадровой развертки (рис. 427). Во столько же раз меньше мощность, рассеиваемая на аноде выходной лампы. Необходимо отметить, что положительные импульсы напряжения на аноде лампы $Л_1$ достигают нескольких киловольт и обычно используются для получения высокого напряжения, питающего анод трубки.

Комбинированное напряжение, необходимое для управления выходной лампой, может быть получено в схеме, представленной на рис. 434. Эта схема отличается от схемы получения пилообразного напряжения (рис. 395) тем, что в ней последовательно с зарядной емкостью C включено сопротивление R. Напряжение необходимой формы складывается из пилообразного напряжения на емкости и падения напряжения на сопротивлении R за счет

токов заряда и разряда конденсатора, имеющих форму прямоугольных импульсов.

Для получения линейного нарастания тока в схеме на рис. 427 необходимо, чтобы постоянная времени анодной цепи этой схемы $\frac{L}{Ri}$ равнялась постоянной времени CR в схеме рис. 434.

В схеме на рис. 431 необходимо лишь обеспечить достаточно большой отрицательный выброс напряжения для надежного запирания лампы $Л_1$ в момент обратного хода, когда на ее аноде высокое напряжение.

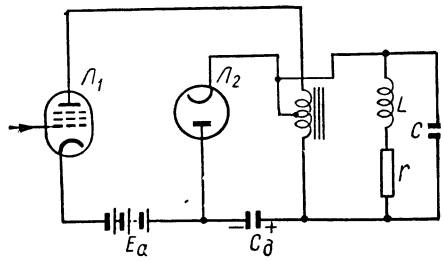


Рис. 433. Схема генератора строчной развертки с вольтодобавочным конденсатором (с обратной связью по цепи питания).

На рис. 435 представлена практическая схема генератора кадровой развертки с дроссельной нагрузкой в анодной цепи выходной лампы. В этой схеме отклоняющие катушки включены (по постоянному току) в диагональ моста (рис. 436), образованного лампой $Л_3$, дросселем $Др$ и сопротивлениями R_{11}, R_{12}, R_{13} и R_{14}.

Отклоняющие катушки нельзя включать непосредственно в анодную цепь лампы $Л_3$, так как через них будет проходить постоянная составляющая анодного тока и тем самым растр на экране кинескопа окажется смещенным. Регулируя в небольших пределах потенциометром R_{14} величину постоянной составляющей анодного тока через отклоняющие катушки, можно центрировать растр.

Сопротивление R_8 служит для подбора рабочей точки на характеристике лампы с целью обеспечения лучшей линейности пилообразного тока в отклоняющих катушках. Для тех же целей служит потенциометр R_{10}, регулирующий величину отрицательной обратной связи.

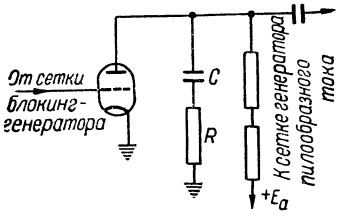


Рис. 434. Схема получения комбинированного напряжения.

На рис. 437 приведена схема усилителя кадровой развертки с трансформаторным выходом. В этой схеме цепи переменного и постоянного токов разделены. Катушки могут быть низкоомными, что облегчает их изготовление. Однако габариты трансформатора получаются большими, так как необходимо пропускать очень низкие частоты.

Смещение растра в такой схеме обычно регулируется постоянным магнитом, одеваемым непосредственно на горловину кинескопа.

На рис. 438 приведена схема блока кадровой развертки телевизора «Комсомолец». Блок развертки состоит из выходного усилителя (лампа 6П14П), блокинг-генератора, совмещенного с разрядной лампой (триодная часть лампы 6Ф1П), и отделителя синхронизирующих импульсов (см. ниже), смонтированного на пентодной части лампы 6Ф1П.

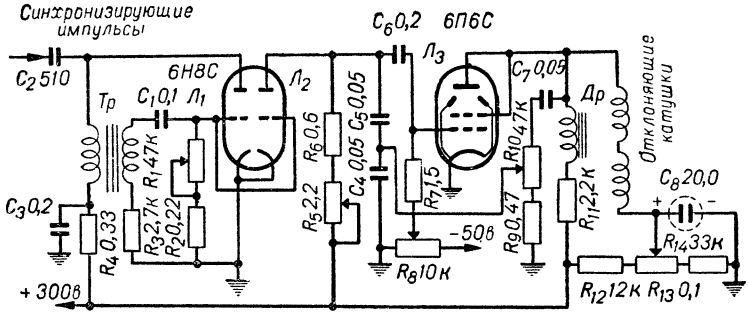


Рис. 435. Практическая схема генератора кадровой развертки с дроссельной нагрузкой в анодной цепи выходной лампы.

Трансформатор *Тр* собран на пластинах Ш-12, толщина пакета 14 *мм*, анодная обмотка содержит 600 витков ПЭ 0,08, сеточная — 2500 витков ПЭЛ-1 0,09; дроссель *Др* собран на пластинах Ш-16, толщина пакета 14 *мм*, содержит 10000 витков ПЭЛ-1 0,08.

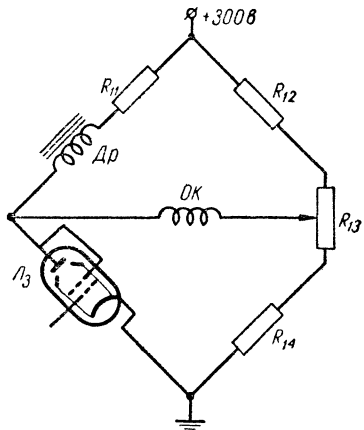


Рис. 436. Схема моста в выходном каскаде генератора кадровой развертки, приведенного на рис. 435.

В схеме использованы унифицированные трансформаторы блокинг-генератора $Тр_3$ и выходного усилителя кадровой развертки (ТВК) — $Тр_2$, применяемые в большинстве современных телевизионных приемников.

На рис. 439—446 представлено несколько вариантов схем генераторов строчной развертки.

На рис. 439 в качестве примера приведена простейшая, но малоэкономичная схема генератора строчной развертки с гасящим сопротивлением, применяемая в телевизоре типа КВН-49.

По принципу действия она аналогична схеме, приведенной на рис. 427. Нагрузкой выходного каскада, работающего на лампе Г-807, является трансформатор $Тр_2$, ко вторичной обмотке которого подключены отклоняющие катушки.

Для подавления свободных колебаний в выходном каскаде используется цепь R_9C_7. Сопротивление R_{12} служит для смещения

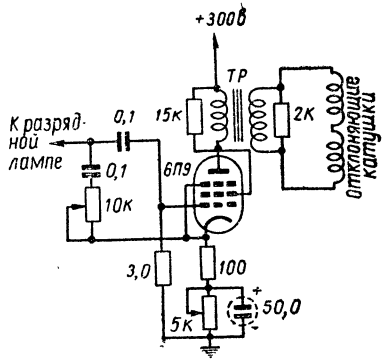


Рис. 437. Схема усилителя кадровой развертки с трансформаторным выходом.

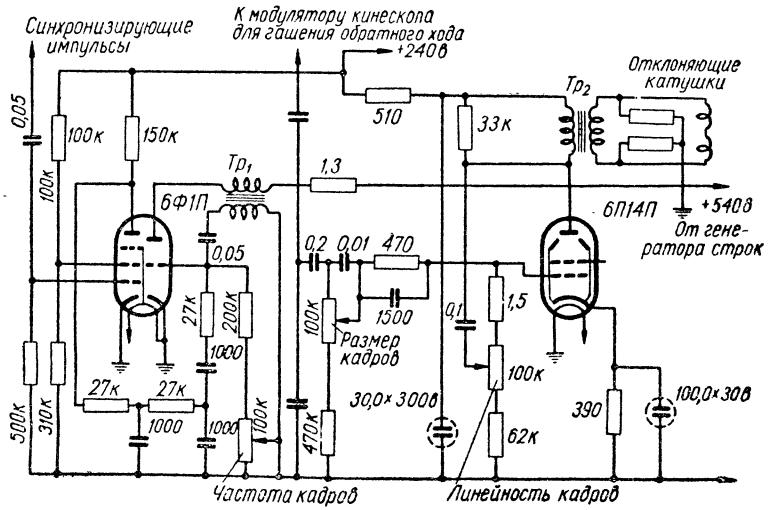


Рис. 438. Схема блока кадровой развертки телевизора «Комсомолец».

$Тр_1$ — трансформатор блокинг-генератора кадров собран на сердечнике из стали Э-310-0,35 сечением 10×12 *мм*. Анодная обмотка — 1400 витков ПЭЛ 0,08 320 *ом*; сеточная — 2700 витков ПЭЛ 0,08 500 *ом*. $Тр_2$ — трансформатор выходной кадровый (ТВК) собран на сердечнике из стали Э-310-0,35 сечением 16×32 *мм*. Первичная обмотка 5000 витков ПЭЛ 0,1 1360 *ом*; вторичная 192 витка ПЭЛ 0,51 1,9 *ом*.

растра по горизонтали. Высоковольтные импульсы, возникающие в анодной цепи выходной лампы во время обратного хода развертки, выпрямляются в однополупериодном выпрямителе, выполненном на лампе 1Ц1С, катод

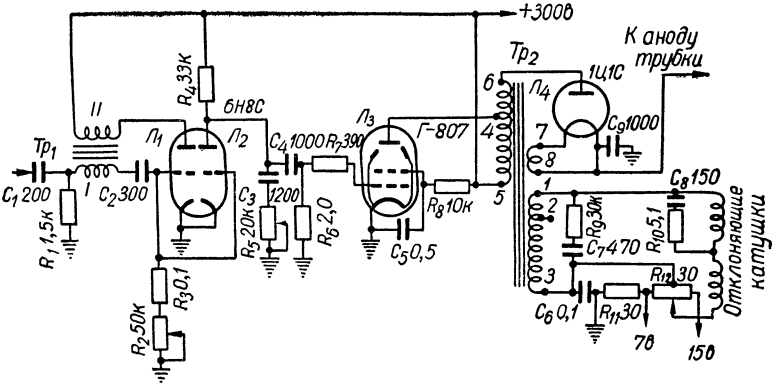


Рис. 439. Схема генератора строчной развертки с гасящим сопротивлением.

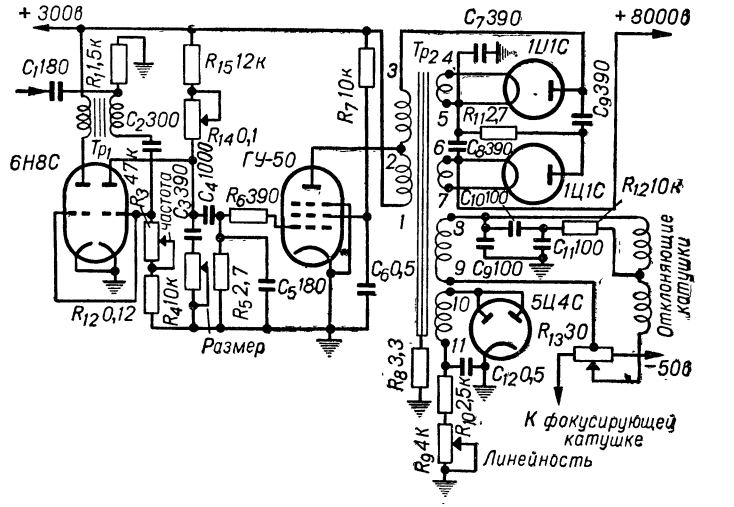


Рис. 440. Схема генератора строчной развертки с гасящим диодом.

которой питается от накальной обмотки, находящейся на сердечнике строчного трансформатора. Эта схема является малоэкономичной, поскольку значительная часть энергии теряется в сопротивлении R_9.

На рис. 440 приведена схема генератора строчной развертки с гасящим диодом, применяемая в телевизоре «Ленинград Т-2», и являющаяся даль-

нейшим усовершенствованием схемы, приведенной на рис. 439. Для подавления паразитных колебаний в этой схеме используется диод типа 5Ц4С, подключаемый к специальной демпфирующей обмотке. Второй анод трубки питается от высоковольтного выпрямителя, выполненного по схеме удвоения напряжения на двух лампах 1Ц1С. Эта схема более экономична, чем схема, изображенная на рис. 439, однако и в ней часть энергии, выделяющаяся в демпфирующей обмотке, теряется.

На рис. 441 приведена схема генератора строчной развертки с обратной связью по цепи питания. В этой схеме постоянное напряжение, выделяющееся в демпфирующей цепи ($Л_3$), суммируется с напряжением источ-

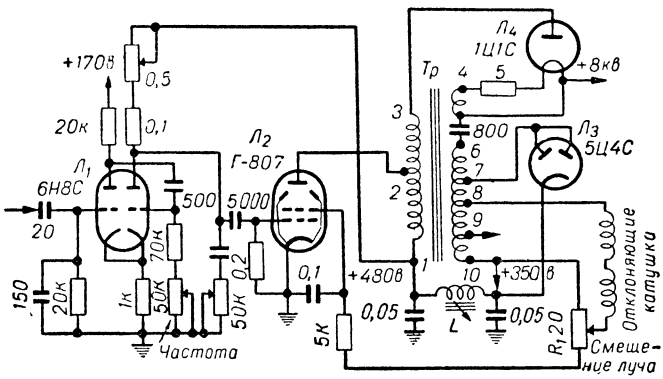


Рис. 441. Схема генератора строчной развертки с обратной связью по цепи питания.

ника питания анода выходной лампы. При этом напряжение на аноде выходной лампы увеличивается более чем в 1,5 раза, что значительно повышает мощность и к. п. д. выходного усилителя.

Весьма простым в конструктивном выполнении является генератор развертки, выполненный по схеме, изображенной на рис. 442. Нагрузкой выходной лампы в этой схеме является автотрансформатор без стального сердечника (рис. 443), обмотка которого выполнена в виде катушек типа «Универсаль».

На рис. 444 приведена принципиальная схема унифицированного блока строчной развертки. Эта схема с небольшими изменениями применяется в большинстве современных телевизоров массового производства.

Генератор строчной развертки, выполненной по схеме с обратной связью по питанию, высоко экономичен. Смонтирован генератор на лампах $Л_1$ (блокинг-генератор), $Л_2$ (выходной усилитель), $Л_3$ (демпфирующий диод), $Л_4$ (высоковольтный выпрямитель).

Унифицированный блок развертки обеспечивает необходимую амплитуду развертывающих напряжений для трубки с экраном размером 35 *см* по диагонали при анодном напряжении 210 *в*, на трубке с экраном 43 *см*—250 *в* и на трубке с экраном 53 *см*—290 *в*. Размер растра по горизонтали устанавливается изменением величины индуктивности L_3 регулятора размера

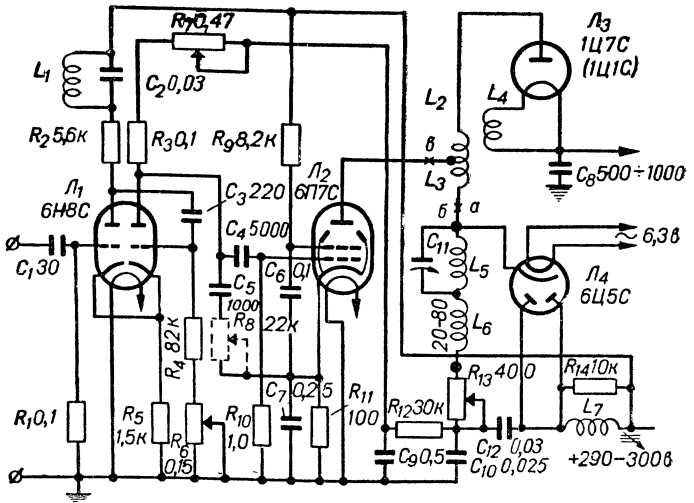


Рис. 442. Схема генератора горизонтальной развертки с автотрансформатором без стального сердечника.

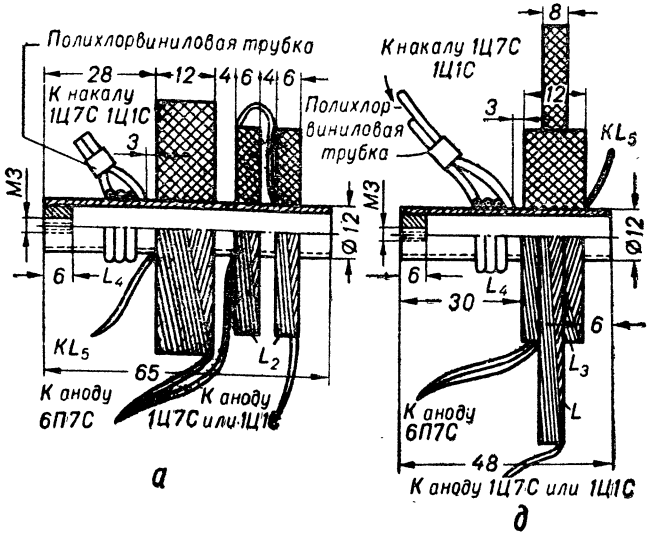


Рис. 443. Два варианта конструкции трансформатора в схеме рис. 442.

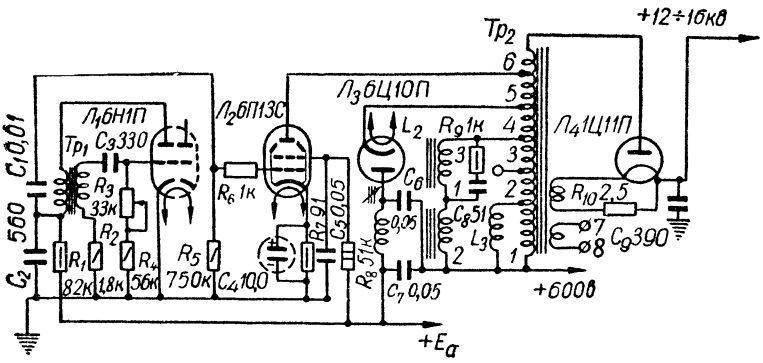


Рис. 444. Принципиальная схема унифицированного блока строчной развертки телевизора (величины, приведенные на рисунке, относятся к трубке 35ЛК2Б):

R_{10} — 2,5 *ом* для кинескопа с экраном 35 *см*; 4,5 *ом* для кинескопа с экраном 43 *см* и 8 *ом* для кинескопа с экраном 53 *см*; $Тр_1$ — трансформатор блокинг-генератора строк, собранный на 6 ленгах из стали Э-44-0,1 размером 10×50 *мм*; сеточная и анодная обмотки содержат по 150 витков провода ПЭЛ 0,2.

строк (РРС), шунтирующей часть обмотки строчного автотрансформатора (ТВС) между выводами *1*—*2*. Обмотка катушки РРС содержит 300 витков ПЭВ 0,31, ее сопротивление 3 *ом*. Индуктивность регулируется подвижным ферритовым сердечником.

Строчной автотрансформатор $Тр_2$ выполнен на ферритовом сердечнике сечением 15 × 15 *мм* с магнитной проницаемостью 600. Основная обмотка $Тр_2$ (выводы *1*—*6*) наматывается на прямоугольный каркас из бакелизированной бумаги проводом ПЭВ-2 0,23. Намотка рядовая, содержит 810 витков в 10 рядов, между рядами обмотки прокладывается триацетатная пленка толщиной 0,08 *мм* в три слоя, а также слой кабельной бумаги 0,12 *мм*. Отводы от 30-го, 135-го, 270-го и 515-го витков. Дополнительная обмотка (*7*—*8*), имеющая 60 витков ПЭВ-2 0,23, может быть использована для АПФ, схем АРУ и т. д.

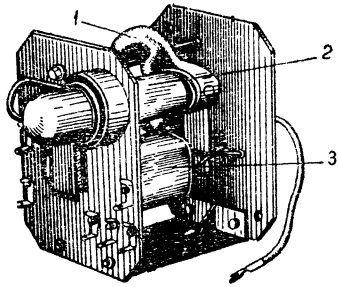


Рис. 445. Общий вид трансформатора унифицированного блока строчной развертки:

1 — повышающая обмотка; *2* — высоковольтный кенотрон 1Ц11П; *3* — основная обмотка

Высоковольтная обмотка (вывод *6* — анод $Л_4$) типа «Универсаль» шириной 5 *мм* состоит из 775 витков ПЭЛШО 0,1 и наматывается на тонкостенном пластмассовом каркасе. Все обмотки пропитываются специальным составом и обволакиваются специальной массой для увеличения электрической прочности.

На рис. 445 приведен общий вид трансформатора развертки строк (ТРС) унифицированного блока.

Данные отклоняющихся катушек строк и кадров приведены на рис. 422.

На рис. 446 приведена принципиальная схема генератора строчной развертки для кинескопов с углом отклонения луча 110°. Оригинальной особенностью этой схемы является компенсация постоянного подмагничивания сердечника выходного трансформатора, что позволяет повысить к. п. д. каскада. Компенсация достигается тем, что постоянная составляющая анодного тока выходной лампы $Л_2$ проходит по обмотке трансформатора на участках между точками *2—1* и *3—4* в противоположных направлениях,

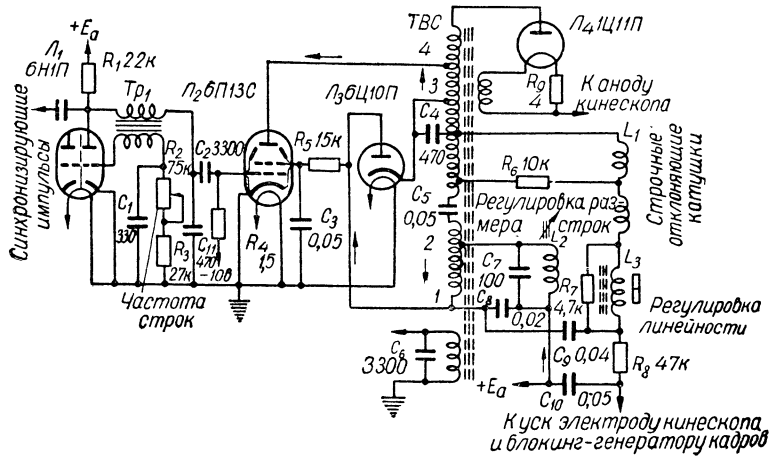


Рис. 446. Схема генератора строчной развертки для кинескопов с углом отклонения луча 110°.

показанных на рис. 446 стрелками. Если ампер-витки обмоток *3—4* и *2—1* сделать одинаковыми, то результирующее подмагничивание сердечника будет равно нулю.

В схеме предусмотрена регулировка линейности развертки[1] с помощью катушки L_3, индуктивность которой может изменяться в 15—20 раз (примерно, от 0,2 до 4 *мгн*) вследствие изменения магнитной проницаемости ферритового сердечника катушки при приближении к нему или удалении постоянного магнита. Схема кадровой развертки для трубок с большим углом отклонения луча (рис. 447) по существу не отличается от схем, применяемых в обычных телевизорах.

На рис. 448 приведена схема генератора строчной развертки на полупроводниковых триодах и диодах, обеспечивающая развертку для трубки диаметром 18 *см*. Блокинг-генератор строк собран на триоде П2Б. Импульсы

[1] В трубках с большим углом отклонения луча для получения линейной развертки (т. е. постоянной линейной скорости перемещения электронного луча вдоль строки) форма тока в отклоняющих катушках должна существенно отличаться от линейной.

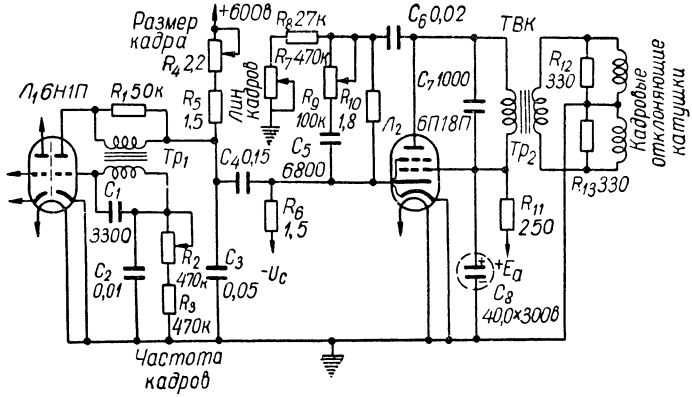


Рис. 447. Схема генератора кадровой развертки для кинескопов с углом отклонения луча 110°.

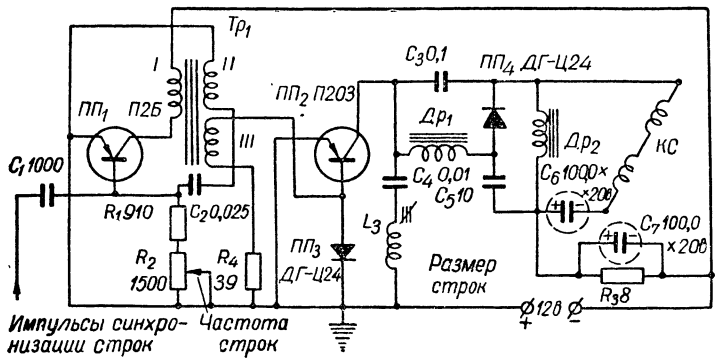


Рис. 448. Схема генератора строчной развертки на полупроводниковых триодах и диодах.

блокинг-генератора отрицательной полярности подаются на основание выходного триода П203 и отпирают его. Возникший в цепи коллектора выходного триода ток заряжает конденсатор C_5 через дроссель $Др_1$. Одновременно ток проходит по цепи конденсатор C_3 — отклоняющие катушки, создавая в последних ток обратного хода строчной развертки. По окончании обратного хода конденсатор C_5 разряжается через диод $ПП_4$ на отклоняющую катушку, создавая в ней пилообразный ток. Цепь контура L_3C_4 служит для подстройки собственной частоты системы на частоту развертки строк. Амплитуда тока в отклоняющей катушке регулируется изменением величины индуктивности L_3.

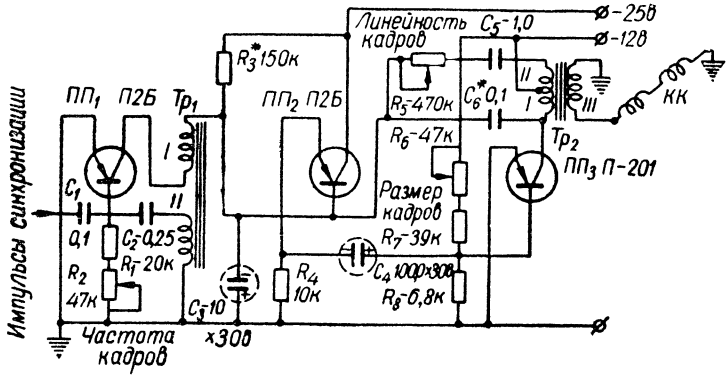


Рис. 449. Схема блока кадровой развертки на полупроводниковых триодах.

Следует обратить внимание на то, что импульсное напряжение на коллекторе триода П203 достигает 70 *в*, поэтому триод для работы в этом каскаде должен быть специально подобран.

На рис. 449 приведена схема блока кадровой развертки, выполненного на трех полупроводниковых триодах. На триоде $ПП_1$ смонтирован блокинг-генератор, а на двух других — предварительный и выходной усилители. Для линеаризации пилообразного тока усилители охвачены отрицательной обратной связью.

Генераторы пилообразного тока с самовозбуждением. Для уменьшения числа применяемых ламп разработаны схемы генераторов с самовозбуждением, позволяющие получить ток пилообразной формы в отклоняющих катушках при наличии лишь одной лампы.

На рис. 450 представлена принципиальная схема генератора пилообразного тока с самовозбуждением, очень похожая по виду на схему блокинг-генератора (отклоняющие катушки могут быть подключены к отдельной обмотке). Основное отличие схемы рис. 450 от блокинг-генератора заключается в очень высоком качестве контуров рассматриваемой схемы, образованных индуктивностями и распределенными ёмкостями обмоток, и в соотношении числа витков анодной и сеточной обмоток (1 : 1).

К недостаткам схемы относятся повышенные требования к применяемой лампе, определяющиеся тем, что во время обратного хода между ано-

дом и сеткой лампы действует напряжение, в десятки раз превосходящее напряжение источника питания, поэтому необходима повышенная междуэлектродная электрическая прочность. Кроме того, на сетке лампы рассеивается большая мощность, соизмеримая с мощностью рассеивания на аноде, поскольку большую часть периода лампа работает при положительном напряжении на сетке. Линейность пилообразного тока определяется исключительно параметрами лампы и трансформатора и практически не поддается регулировке. В связи с указанными недостатками схема генератора тока с самовозбуждением применяется только в упрощенных вариантах телевизионных приемников.

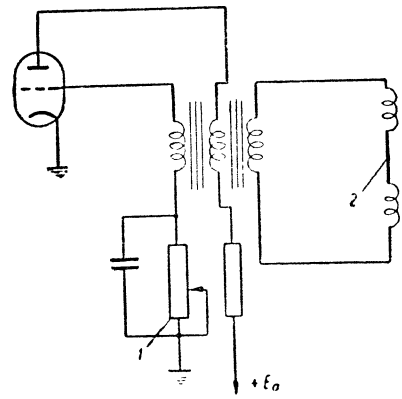


Рис. 450. Принципиальная схема генератора пилообразного тока с самовозбуждением:
1 — потенциометр регулировки частоты; *2* — отклоняющие катушки.

На рис. 451 приведена практическая схема генератора строчной развертки с самовозбуждением. Генератор синхронизируется импульсами, подаваемыми непосредственно на пентодную сетку $Л_2$ (6П6С). В качестве вентиля высоковольтного выпрямителя может быть использован кенотрон 1Ц1С, 1Ц11П, либо селеновые столбы (см. гл. IX).

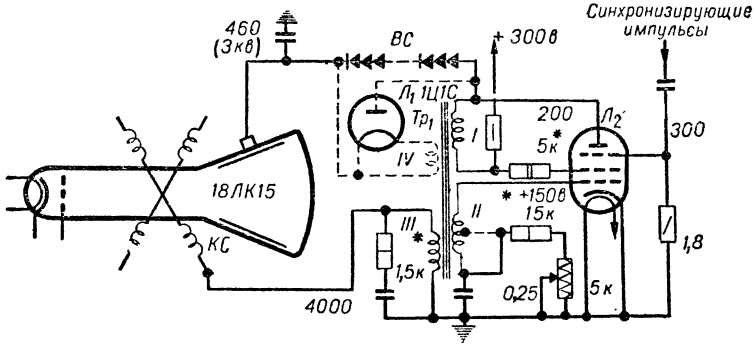


Рис. 451. Практическая схема генератора строчной развертки с самовозбуждением.

На рис. 452 представлена схема двухлампового генератора пилообразного тока. Генератор, собранный по этой схеме, обеспечивает развертку на трубке 31ЛК2Б. В схеме участок катод — управляющая сетка — экранная сетка лампы $Л_1$ образует релаксационный генератор с самовозбу-

ждением. В анодную же цепь этой лампы, выполняющую роль усилителя, включен выходной трансформатор по обычной схеме. Нелинейность пилообразного тока в этой схеме не превышает 12%, причем, она может быть еще уменьшена, если включить линеаризирующий контур $L_6C_6R_5$.

При наличии цепи $L_6C_6R_5$ значение $C_3 = 0{,}03$ *мкф*. На рис. 453 представлена конструкция высоковольтного блока, использованного в схеме рис. 452.

Представляет интерес однокаскадная схема генератора пилообразного тока, работающая на принципе транзитронного генератора (рис. 454). Самовозбуждение генератора происходит благодаря положительной обратной связи между антидинатронной и экранной сетками через конденсатор C_1. Кроме цепи положительной обратной связи, в схеме имеется цепь отрицательной обратной связи между анодом и управляющей сеткой лампы, осуществляемая посредством емкости C_2.

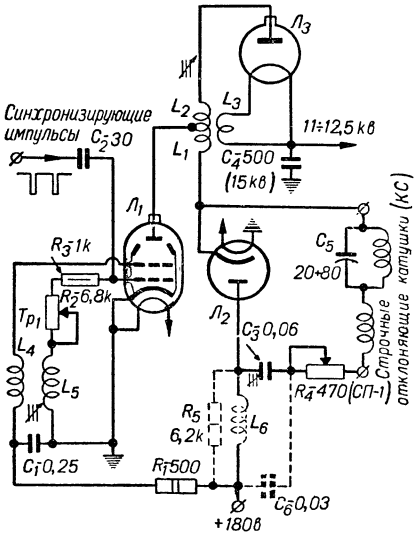


Рис. 452. Схема двухлампового генератора пилообразного тока.

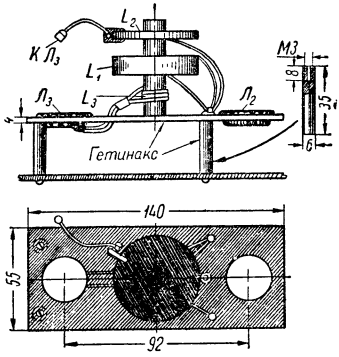


Рис. 453. Конструкция высоковольтного блока в схеме на рис. 452.

Сильная отрицательная обратная связь позволяет получить в схеме пилообразное напряжение с незначительным (менее 1%) коэффициентом нелинейности.

На рис. 455 приведена схема транзитронного генератора кадровой развертки на лампе 6Ж4, позволяющая с отклоняющими катушками от телевизоров КВН-49 или «Ленинград Т-2» получить отклонение, достаточное для образования растра на трубке 23ЛК1Б. Для получения большего отклонения необходимо применить лампу с большой крутизной и более мощную, например 6П9.

Следует отметить, что указанная схема при очевидных достоинствах обладает некоторыми недостатками. Период и форма колебаний зависят исключительно от параметров схемы и лампы. Из-за разброса параметров при смене ламп может нарушиться работа генератора и потребуется новая

настройка. Следует также отметить, что эта схема синхронизируется хуже, чем схемы блокинг-генераторов или мультивибраторов, поэтому повышаются требования к цепям разделения синхронизирующих импульсов. Вследствие указанных недостатков данная схема не нашла применения в серийной аппаратуре.

Стабилизация высокого напряжения. Внутреннее сопротивление источника высокого напряжения, использующего положительные импульсы, возникающие в обмотках строчного трансформатора во время обратного хода, очень велико, порядка 10 *Мом*. Поэтому повышение тока луча кинескопа при увеличении яркости изображения сопровождается уменьшением высокого напряжения. А это приводит к увеличению размеров растра и

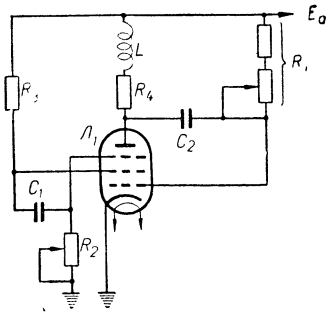


Рис. 454. Принципиальная схема транзитронного генератора пилообразного тока.

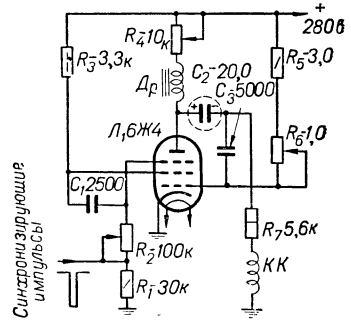


Рис. 455. Схема транзитронного генератора кадровой развертки. Дроссель *Др* аналогичен дросселю на рис. 435.

расфокусировке электронного луча, что особенно нежелательно в приемниках цветного телевидения. Для стабилизации высокого напряжения используются следующие способы:

1. Высоковольтные газоразрядные стабилизаторы, подключаемые параллельно выходу выпрямителя высокого напряжения. Балластное сопротивление, обычно включаемое в цепь источника перед стабилитроном, здесь не нужно, так как внутреннее сопротивление выпрямителя велико.

2. Схема со стабилизирующим триодом (рис. 456), в которой вместо газоразрядного стабилизатора применен специальный высоковольтный триод (например, типа 6С20С). При увеличении высокого напряжения растет также величина напряжения, снимаемого с делителя на сетку триода. При этом вследствие уменьшения внутреннего сопротивления триода он нагружает выпрямитель большим током и тем самым уменьшает выходное напряжение, приближая его к номинальному значению.

3. Схема стабилизации с автоматической регулировкой (рис. 457), в которой при увеличении тока луча повышается мощность выходного каскада строчной развертки. Достигается это следующим образом. Часть напряжения, снимаемая с отвода *2* строчного трансформатора, выпрямляется диодом $Л_2$ и используется для создания смещения на сетке выходной лампы строчной развертки $Л_1$. При уменьшении высокого напряжения уменьшается смещение на сетке $Л_1$, что приводит к возрастанию мощности гене-

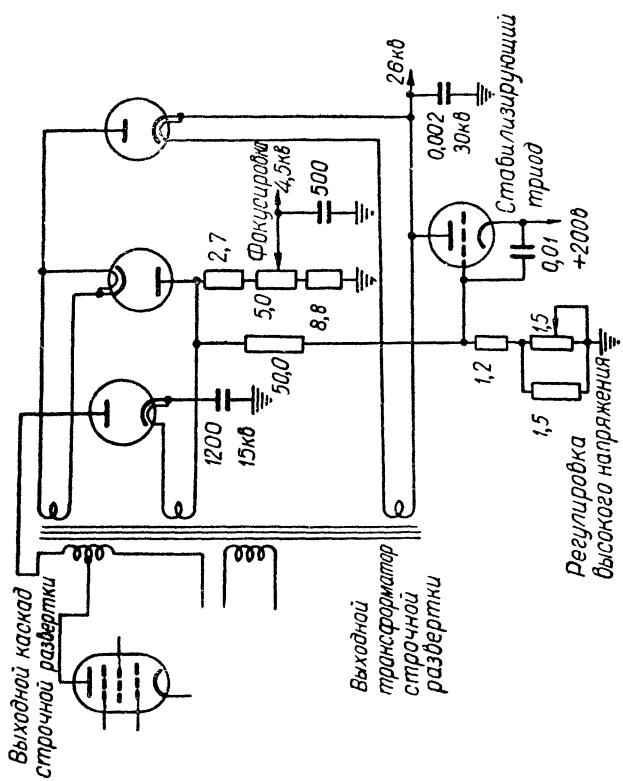


Рис. 456. Схема высоковольтного выпрямителя со стабилизирующим триодом.

ратора строчной развертки. При соответствующей регулировке схема позволяет получить практически постоянное высокое напряжение на выходе при изменении тока луча в пределах от 0 до 100 *мка*.

Повышение четкости изображения на краях экрана. Основной причиной понижения четкости телевизионного изображения на краях экрана является расфокусировка электронного луча при перемещении от центра к периферии экрана, вызванная главным образом тем, что у большинства кинескопов радиус кривизны дна колбы значительно больше расстояния от центра отклоняющей системы до экрана. Расфокусировка электронного луча от центра экрана к краям может быть скомпенсирована соответствующим увеличением фокусного расстояния электронной линзы. Последнее может быть получено путем ослабления поля фокусирующей катушки (приблизительно по параболическому закону) при перемещении электронного луча от центра экрана к периферии. Для этого в корпусе основной катушки располагается дополнительная фокусирующая катушка (ДФК) (рис. 458). Необходимая для корректировки форма тока в ДФК (рис. 459) получается путем интегрирования строчной и кадровой «пилы» с последующим суммированием импульсов.

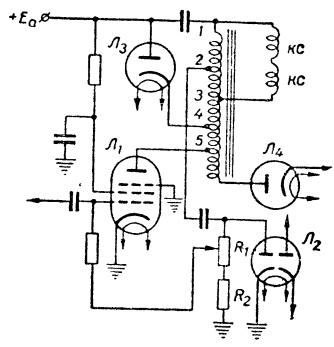


Рис. 457. Схема стабилизации высокого напряжения с автоматической регулировкой мощности выходного каскада строчной развертки.

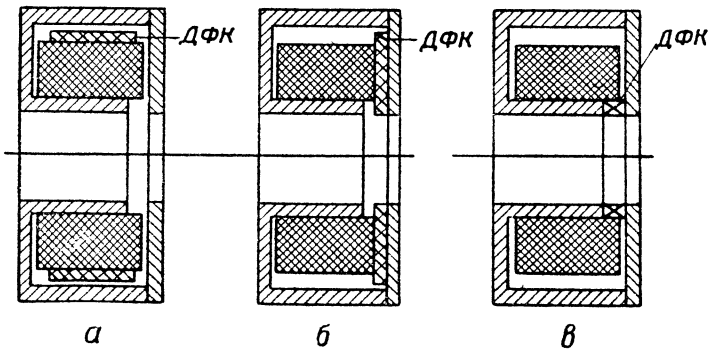


Рис. 458. Различные варианты расположения ДФК в корпусе основной катушки.

На рис. 460 приведена практическая схема коррекции фокусировки. Лампа $Л_1$ служит для усиления проинтегрированных цепочками R_1C_1 и R_5C_3 строчных и кадровых пилообразных импульсов. В цепи анода $Л_2$ эти импульсы смешиваются и подаются на сетку выходного усилителя 6П6С ($Л_3$),

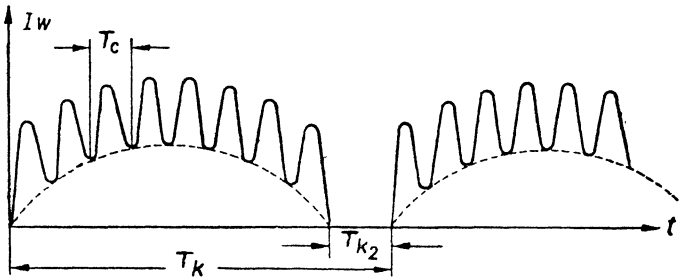


Рис. 459. Необходимый закон изменения переменной составляющей фокусирующего тока для коррекции фокусировки по всему растру (пунктиром показана составляющая тока кадровой развертки).

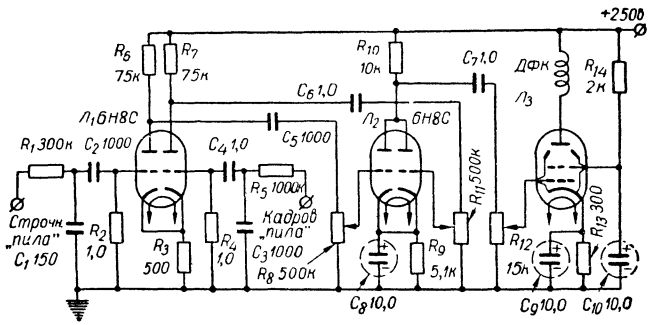


Рис. 460. Схема коррекции фокусировки.

в анодную цепь которого включена ДФК. На рис. 461 приведена схема коррекции, в которой используются две ДФК: L_1 и L_2, одна из которых включена в катодную цепь выходной лампы генератора строчной развертки $Л_1$, а другая — кадровой $Л_2$. Благодаря применению двух катушек, одна из которых служит для компенсации расфокусировки при перемещении электронного луча по строкам, а другая — по кадрам, достигнуто значительное упрощение схемы. Число витков катушек L_2 и L_3 выбирается равным примерно 15÷25% от числа витков фокусирующей катушки L_1.

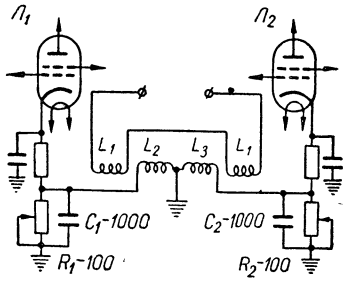


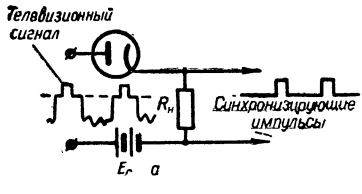
Рис. 461. Схема коррекции фокусировки с двумя ДФК.

Бесстрочный растр. Строки, видимые на экране телевизора, особенно при пользовании кинескопами больших размеров, ухудшают качество изображения. Этот недостаток может быть устранен, если дополнительно отклонять луч с частотой порядка 20—30 *Мгц* вверх и вниз от среднего положения строки. Для этого необходим достаточно мощный ВЧ генератор и небольшая дополнительная отклоняющая катушка (ДОК), размещаемая на горловине кинескопа.

Следует, однако, отметить, что при недостаточной экранировке ДОК может быть источником помех, проявляющихся в виде полос на экране телевизора.

Способы отделения синхронизирующих импульсов от телевизионного сигнала

Для отделения синхронизирующих импульсов от общего телевизионного сигнала используются различные методы



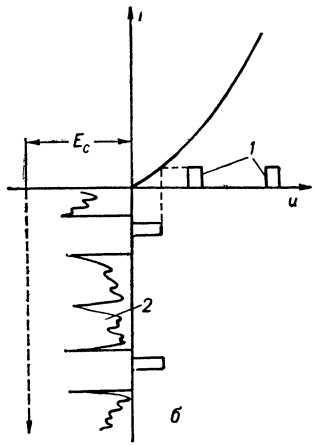


Рис. 462. Диодный амплитудный селектор:

а — схема; *б* — график, иллюстрирующий его работу; *1* — выделенные синхронизирующие импульсы; *2* — полный сигнал изображения.

амплитудной селекции. Простейшим амплитудным селектором является диодный (рис. 462, *а*), принцип работы которого ясен из рис. 462,*б*. Если на анод диода подано постоянное отрицательное смещение, равное амплитуде бланкирующих импульсов, то на нагрузке диода будут вы-

деляться только синхронизирующие импульсы. Недостатком схемы является необходимость обеспечения на входе схемы телевизионного сигнала постоянной, строго определенной амплитуды.

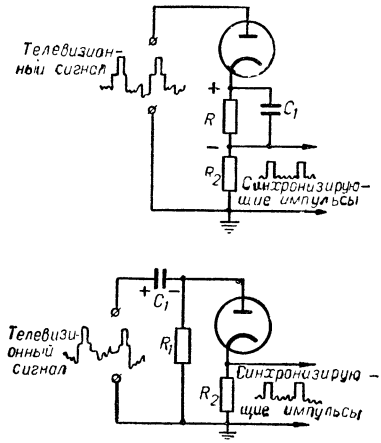


Рис. 463. Два варианта схемы диодного отделителя с автоматическим смещением.

В реальных условиях амплитуда телевизионного сигнала не остается постоянной. В этом случае для правильного отделения синхронизирующих импульсов необходимо, чтобы смещение на аноде диода автоматически изменялось с изменением амплитуды сигнала. На рис. 463 приведены два варианта схемы диодного отделителя с автоматическим смещением. Величины сопротивления R_1 и емкости C_1 выбираются из следующих соотношений:

$$R_1 \approx 25\ R_{iд};\quad R_1C_1 \approx (8 \div 12)T_c,$$

где $R_{iд}$ — внутреннее сопротивление диода;

T_c — период строчной развертки.

Синхронизирующие импульсы можно отделять не только от продетектированного сигнала. На вход детектора - отделителя (рис. 464) может быть подано непосредственно напряжение высокой частоты.

Диодные отделители могут быть объединены со схемами восстановления средней составляющей (рис. 465). Для этого последовательно в цепь диода-восстановителя средней составляющей включается сопротивление R_2, с которого снимаются синхронизирующие импульсы.

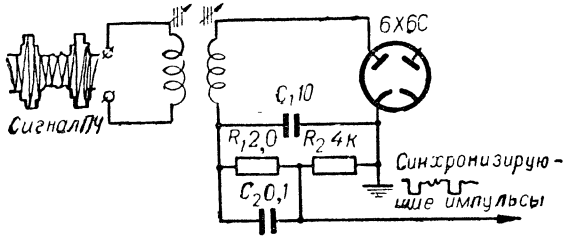
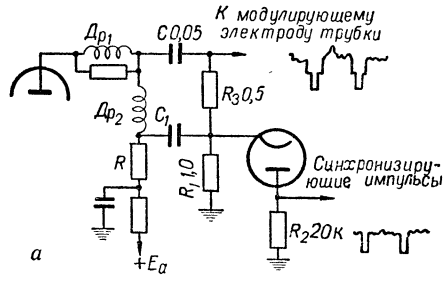


Рис. 464. Детектор-отделитель.

В схемах отделителей с успехом могут применяться полупроводниковые диоды (рис. 466).

Недостатком диодных отделителей является малый уровень сигнала на выходе, поэтому необходимо последующее усиление синхронизирующих импульсов.



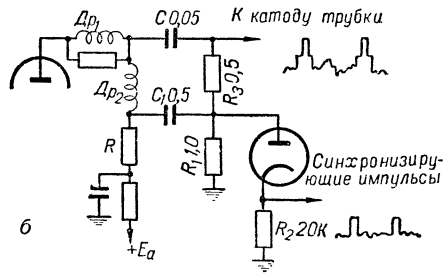


Рис. 465. Схемы диодных отделителей, совмещенных с восстановителями средней составляющей:

а — для импульсов положительной полярности;
б — для импульсов отрицательной полярности.

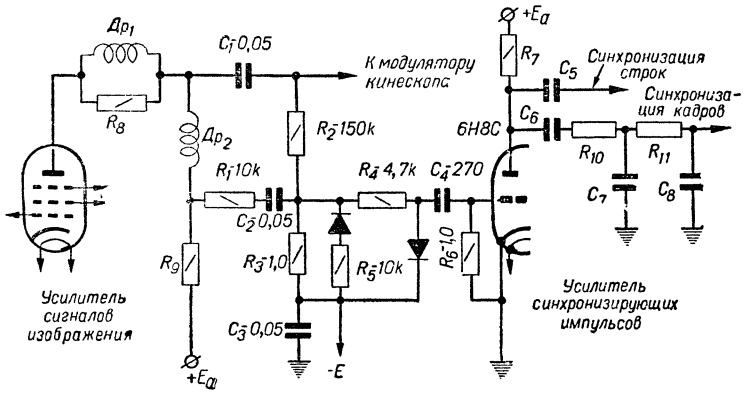


Рис. 466. Схема отделителя синхронизирующих импульсов на полупроводниковых диодах.

Схемы на триодах позволяют не только отделять импульсы, но также и усиливать их. В триодных отделителях промежуток сетка — катод выполняет ту же роль, что и диод в диодных отделителях. На рис. 467,*а* приведена схема простейшего триодного отделителя. Недостатком этой схемы является то, что импульсы ограничиваются только с одной стороны, поэтому при изменении уровня приходящего сигнала они имеют разную амплитуду. Значительно лучшие результаты дает схема отделителя с двусторонним

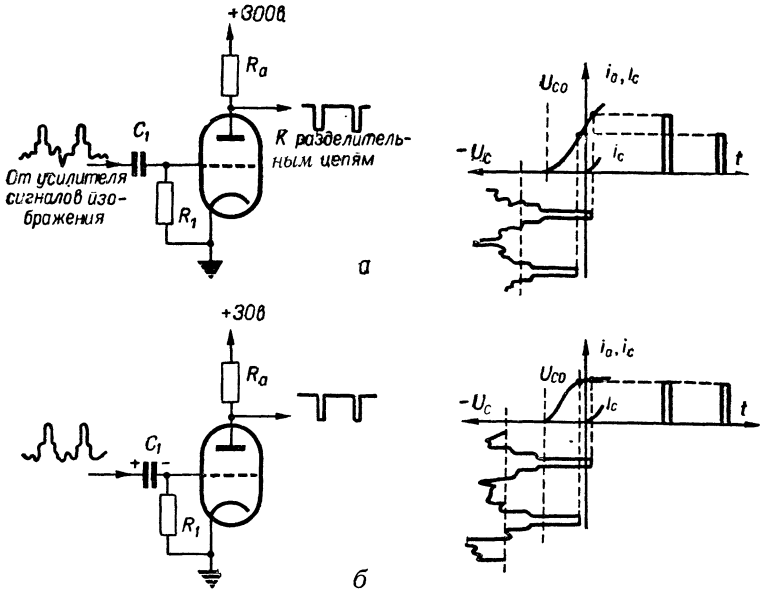


Рис. 467. Триодные отделители:
а — с односторонним ограничением; *б* — с двусторонним ограничением.

ограничением импульсов (рис. 467,*б*). Ограничение сверху в этой схеме достигается за счет загиба анодной характеристики при положительном смещении на сетке лампы. Для лучшего ограничения необходимо на триод подать пониженное анодное напряжение.

Рассмотренные схемы предназначены для отделения синхронизирующих импульсов положительной полярности. На рис. 468 приведена схема отделения напряжения синхронизирующих импульсов отрицательной полярности. В этой схеме при положительном смещении на сетке сопротивление участка сетка — катод очень мало.

Это сопротивление вместе с сопротивлением R_1 образует делитель, на котором падает почти все напряжение положительной полярности. При поступлении же на сетку отрицательных импульсов сеточный ток прекращается, сопротивление участка сетка—катод возрастает. Поэтому практически все напряжение оказывается приложенным к сетке лампы, вследствие

чего анодный ток резко падает и на анодной нагрузке выделяются синхронизирующие импульсы (эта схема также может дать двустороннее ограничение).

Чтобы получить лучшее отделение импульсов, иногда включают несколько ограничительных каскадов последовательно.

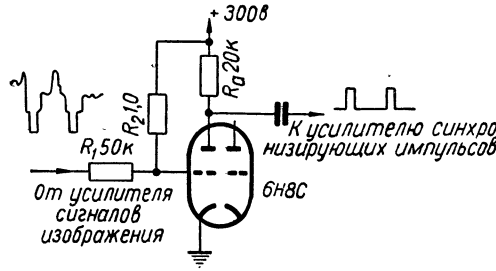


Рис. 468. Отделитель для синхронизирующих импульсов отрицательной полярности.

На рис. 469 приведена схема пентодного отделителя. Ярко выраженный загиб характеристики анодного тока пентода и малый линейный участок сеточной характеристики позволяют получить хорошее двустороннее ограничение при большой амплитуде импульсов на выходе.

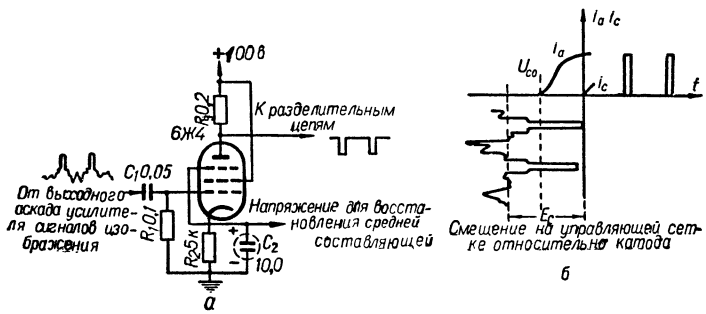


Рис. 469. Пентодный отделитель: *а* — схема; *б* — график, поясняющий принцип работы схемы.

На рис. 470 представлена схема транзитронного амплитудного селектора, являющегося одновременно разделителем строчных и кадровых синхронизирующих импульсов. Схема работает достаточно надежно даже в условиях помех.

Существенное влияние на работу ограничителя оказывает постоянная времени цепи автоматического смещения. Для того чтобы смещение успевало «следить» за изменением уровня телевизионного сигнала, необходимо иметь малую постоянную времени R_1C_1 (рис. 467; 469,*а*; 470). Однако при этом работа селектора в условиях импульсных помех будет неустойчивой.

Выполнение таких противоречивых требований до некоторой степени выполняется в схеме отделителя синхронизирующих импульсов с двумя RC-цепочками (рис. 471). Здесь постоянная времени R_2C_1 выбирается малой, а постоянная времени R_3C_2 — большой, при этом $R_2 \gg R_3$. Последнее условие необходимо, чтобы смещение определялось главным образом цепочкой с малой постоянной времени.

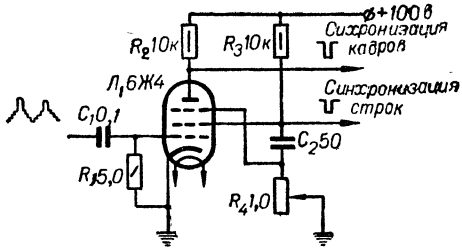


Рис. 470. Транзитронный отделитель синхронизирующих импульсов.

Еще лучшие результаты дает схема селектора рис. 472 с изменяемой постоянной времени в период заряда и разряда. При воздействии на вход схемы синхронизирующего импульса конденсаторы C_1 и C_3 практически оказываются включенными параллельно, так как диод отперт. По-

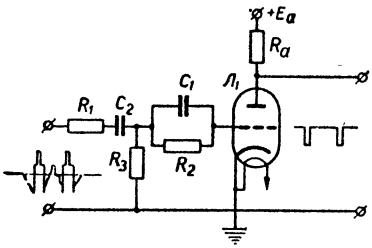


Рис. 471. Отделитель синхронизирующих импульсов с двумя RC-цепочками.

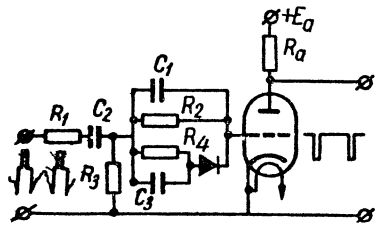


Рис. 472. Принципиальная схема селектора с изменяемой постоянной времени.

скольку емкость C_3 велика, то постоянная времени заряда будет большой и схема окажется малочувствительной к импульсным помехам, превышающим уровень синхронизирующих сигналов. По окончании синхронизирующего импульса конденсаторы будут разряжаться каждый через свою цепь. При этом смещение на сетке лампы будет определяться напряжением на конденсаторе C_1, который разряжается с малой постоянной времени. Это способствует быстрому восстановлению нормального режима в схеме после воздействия импульсной помехи.

Цепи разделения строчных и кадровых синхронизирующих импульсов. Строчные и кадровые синхронизирующие импульсы разделяются по принципу временной селекции.

Благодаря тому, что длительность кадрового импульса значительно больше (примерно в 38 раз), чем длительность строчного синхронизирующего импульса, строчные и кадровые синхронизирующие импульсы можно разделить довольно простыми средствами.

Если на вход цепочки из последовательно включенных сопротивления R и емкости C (рис. 473,*а*) поступает прямоугольный импульс амплитудой E (рис. 473,*б*), то напряжение U_C на конденсаторе будет нарастать по экспоненте. По окончании импульса напряжение будет спадать также по экспоненте. При малой постоянной времени $\tau = RC$ (кривая *I* на рис.

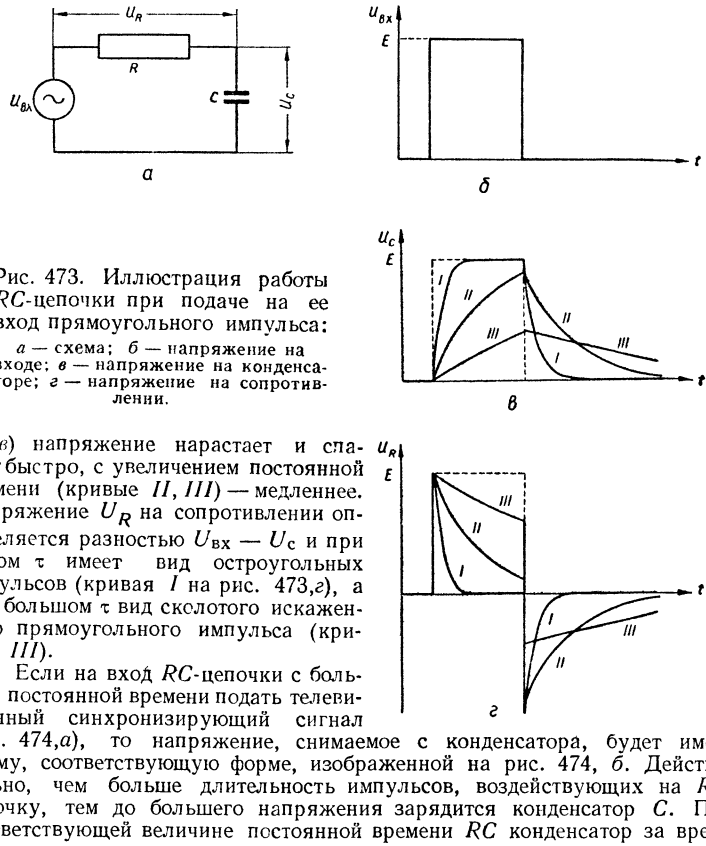


Рис. 473. Иллюстрация работы *RC*-цепочки при подаче на ее вход прямоугольного импульса:
а — схема; *б* — напряжение на входе; *в* — напряжение на конденсаторе; *г* — напряжение на сопротивлении.

473,*в*) напряжение нарастает и спадает быстро, с увеличением постоянной времени (кривые *II*, *III*) — медленнее. Напряжение U_R на сопротивлении определяется разностью $U_{вх} - U_C$ и при малом τ имеет вид остроугольных импульсов (кривая *I* на рис. 473,*г*), а при большом τ вид скошенного искаженного прямоугольного импульса (кривая *III*).

Если на вход *RC*-цепочки с большой постоянной времени подать телевизионный синхронизирующий сигнал (рис. 474,*а*), то напряжение, снимаемое с конденсатора, будет иметь форму, соответствующую форме, изображенной на рис. 474, *б*. Действительно, чем больше длительность импульсов, воздействующих на *RC*-цепочку, тем до большего напряжения зарядится конденсатор *C*. При соответствующей величине постоянной времени *RC* конденсатор за время строчного импульса заряжается незначительно, а в промежутке между импульсами разряжается полностью. Такая цепочка называется интегрирующей. Очевидно, что чем больше постоянная времени *RC*, тем лучше подавляются строчные импульсы, но фронт нарастания кадрового импульса будет более пологим. Чтобы получить более крутое нараста-

ние фронта кадрового синхронизирующего импульса, включаются последовательно несколько звеньев интегрирующей цепочки.

На рис. 475 приведена схема трехзвенной интегрирующей цепочки, а на рис. 476 — форма синхронизирующих импульсов для однозвенной и трехзвенной цепей при одинаковом подавлении строчных синхронизирующих импульсов. При одной и той же крутизне нарастания фронта импульса подавление строчных импульсов в трехзвенной системе примерно в 2,5 раза лучше, чем в однозвенной.

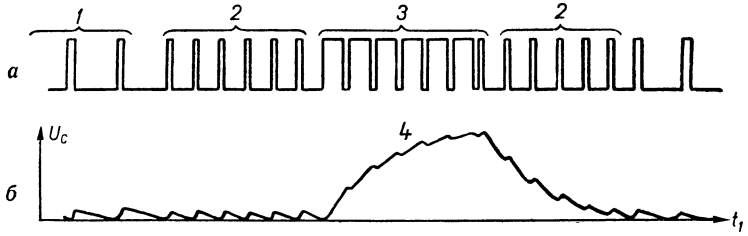


Рис. 474. Графическая иллюстрация процесса выделения кадрового синхронизирующего импульса из общего синхросигнала с помощью интегрирующей цепи:

1 — строчные синхронизирующие импульсы; *2* — уравнивающие импульсы; *3* — кадровый синхронизирующий импульс; *4* — кадровый синхросигнал на выходе интегрирующей цепочки

Оптимальное значение постоянной времени RC для трехзвенной интегрирующей цепочки равно примерно $^1/_4$ периода строчной развертки T_c.

Простейшей схемой для выделения строчных синхронизирующих импульсов также является цепочка, состоящая из последовательно включенных ёмкости C и сопротивления R (рис. 473,*а*), в которой напряжение снимается с сопротивления. Величина постоянной времени RC в этом случае выбирается в несколько раз меньше длительности строчного синхронизирующего импульса τ_c, поэтому форма напряжения на сопротивлении R соответствует кривой *1* рис. 473,*г*. Такая цепочка называется дифференцирующей.

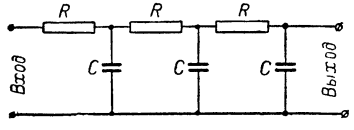


Рис. 475. Трехзвенная интегрирующая цепочка.

При выделении строчных импульсов необходимо, чтобы обратный всплеск напряжения на сопротивлении, вызванный задним фронтом импульса синхронизации, приложенного к цепочке, успел исчезнуть в течение времени, равного длительности вырезки $\tau_в$ в полукадровом импульсе. Для соблюдения этого условия необходимо выбрать $RC = (0{,}015 - 0{,}02)\,T_c$, где T_c — как и ранее, период строчной развертки.

Для обеспечения хорошей работы схемы необходимо, чтобы передний фронт импульсов, подаваемых на вход дифференцирующей цепочки, был по возможности более крутым. При этом продифференцированный импульс получится острее.

Для выделения строчных синхронизирующих импульсов может быть применена трансформаторная разделительная цепь (рис. 477).

Вследствие малой индуктивности обмоток кадровый импульс через трансформатор не проходит. Под воздействием импульса, приложенного к первичной обмотке трансформатора, в цепи, образованной индуктивностью трансформатора и паразитными емкостями, возникают собственные колебания (рис. 478), первая полуволна которых используется для синхронизации.

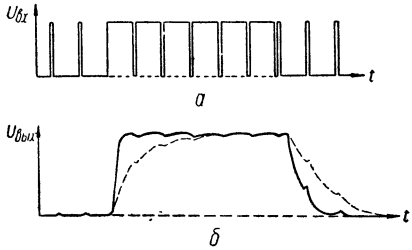


Рис. 476. Форма кадрового синхронизирующего импульса:

а — на входе интегрирующей цепочки; *б* — на выходе; ——— при трех звеньях в интегрирующей цепочке; - - - - - - - - - - при одном звене.

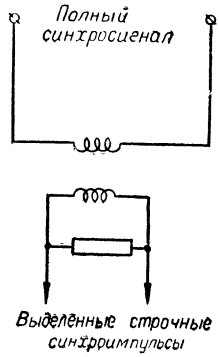


Рис. 477. Трансформаторная разделительная цепь для выделения строчных синхронизирующих импульсов.

Чтобы получить более резко выраженную полуволну напряжения, вызванную передним фронтом импульса, необходимо, чтобы затухание контура было достаточно большим и чтобы за время действия импульса укладывалось целое число волн (рис. 479). В этом случае колебания, созданные задним фронтом входного импуль-

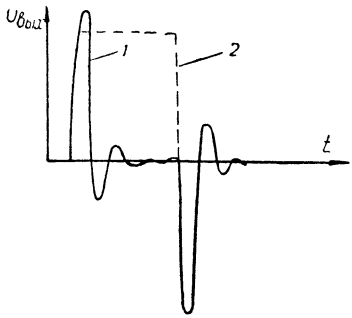


Рис. 478. Форма сигнала на выходе трансформаторной схемы выделения строчных импульсов:

1 — выделенный импульс; *2* — приложенный импульс.

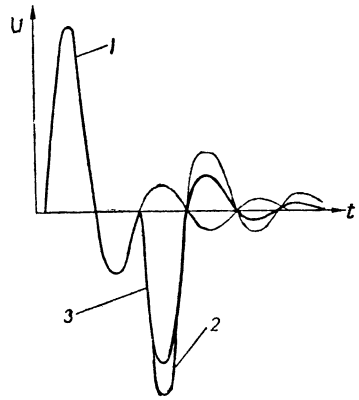


Рис. 479. График, поясняющий выбор периода собственных колебаний трансформаторной разделительной цепи:

1 — колебание от переднего фронта импульса; *2* — колебание от заднего фронта импульса; *3* — полное колебание.

са, будут складываться с колебаниями, созданными передним фронтом в противофазе, и, таким образом, ослаблять их.

Основные параметры схемы могут быть определены из следующих соотношений:

$$CR \cong 0{,}43\frac{\tau_c}{\nu};$$

$$\frac{L}{R} \cong 0{,}1\frac{\tau_c}{\nu},$$

где ν — необходимое число периодов колебаний за время длительности синхронизирующего импульса τ_c;

C, R, L — соответственно эквивалентные (пересчитанные в первичную обмотку) паразитная емкость, сопротивление и индуктивность обмоток трансформатора.

Преимущества рассмотренного способа выделения синхронизирующих импульсов заключаются в том, что он позволяет получить синхронизирующий импульс любой полярности. Кроме того, соответствующим подбором коэффициента трансформации можно получить необходимую амплитуду синхронизирующего импульса.

Следует отметить, что такая схема непосредственно не может быть использована для синхронизации мультивибратора, так как он может синхронизироваться как положительными, так и отрицательными импульсами. В этом случае необходимо положительную или отрицательную полуволну напряжения срезать, например, с помощью диода.

На рис. 480, 481 приведены схемы разделения синхронизирующих импульсов. В схеме рис. 480 используется пентодный отделитель на лампе 6Ж4, а в схеме, изображенной на рис. 481, применен триодный отделитель с изменяемой постоянной времени сеточной цепи в период заряда, характеризующийся хорошей помехоустойчивостью. Для разделения строчных и кадровых синхронизирующих импульсов в обеих схемах используются соответственно интегрирующие и дифференцирующие цепочки.

Недостатком схем выделения кадровых синхронизирующих импульсов с помощью интегрирующей цепи является малая крутизна переднего фронта импульсов и зависимость ее от величины входного сигнала.

Это обстоятельство часто приводит к неустойчивой синхронизации и главным образом к нарушению чересстрочной развертки. На рис. 482 приведена схема, в которой для выделения кадровых синхронизирующих импульсов применяется дифференцирование (а не интегрирование).

Принцип работы схемы заключается в следующем: на вход дифференцирующей цепи $C_{77}R_{92}$ подаются синхронизирующие сигналы (рис. 483,*а*). Постоянная времени дифференцирующей цепи выбирается такой, чтобы за время длительности строчного импульса конденсатор C_{77} успевал незначительно разрядиться, а за время длительности импульса между вырезками в кадровом синхронизирующем импульсе $T_в$ мог разрядиться практически полностью. При выполнении этого условия к моменту начала первой вырезки в кадровом импульсе конденсатор C_{77} будет почти полностью разряжен, что изменяет полярность импульсов, образованных вырезками в кадровом синхронизирующем сигнале (рис. 483,*б*).

Это напряжение может быть непосредственно использовано для синхронизации генератора кадровой развертки, однако, в некоторых схемах (например, в телевизионном приемнике «Ленинград Т-2», рис. 482) для

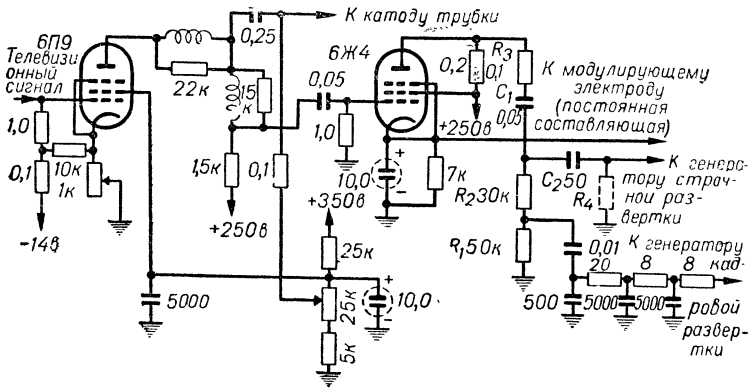


Рис. 480. Схема разделения синхронизирующих импульсов на лампе 6Ж4.

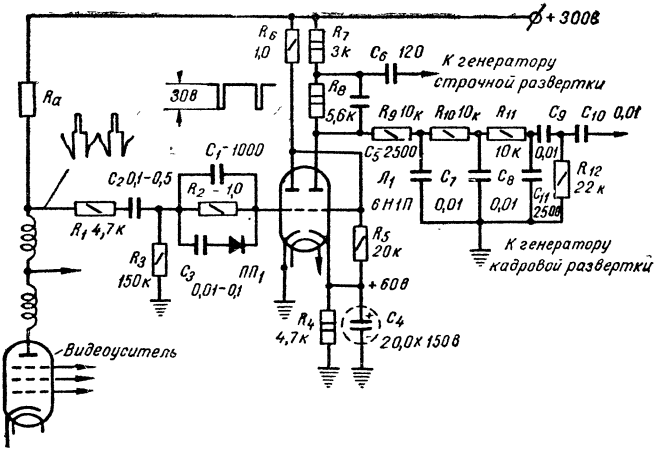


Рис. 481. Схема отделителя синхронизирующих импульсов с изменяемой постоянной времени.

улучшения синхронизации все импульсы, кроме первого, гасятся. Для этого сигнал с выхода дифференцирующей цепочки (рис. 483,*б*) подается на первую сетку лампы $Л_3$ (рис. 482), которая при отсутствии сигнала заперта отрицательным смещением и открывается только положительными импульсами. В момент подачи на сетку лампы импульса от первой вырезки емкости C_{79} и C_{80} разряжаются через лампу и сопротивление R_{97} и создают отрицательное напряжение на третьей сетке лампы, запирающее ее.

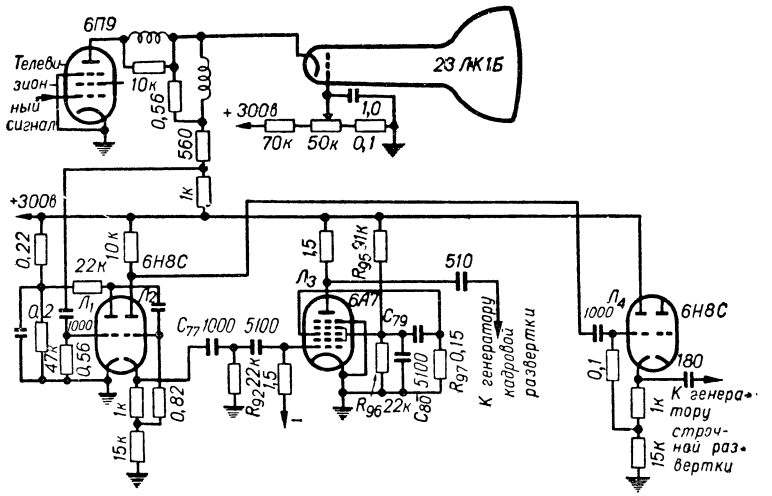


Рис. 482. Схема выделения кадровых синхронизирующих импульсов при помощи дифференцирующей цепочки.

Постоянная времени заряда этих конденсаторов выбирается достаточно большой, чтобы лампа оказалась запертой длительное время. В таком случае положительные импульсы, возникающие при дифференцировании остальных вырезок, не смогут ее открыть.

На рис. 483,*в* показан сигнал в анодной цепи лампы, используемый для синхронизации генератора кадров.

Схема выделения кадровых импульсов с помощью дифференцирующей цепочки обеспечивает жесткую синхронизацию генератора кадровой развертки, однако очень чувствительна к импульсным помехам и поэтому применима только при больших уровнях телевизионных сигналов.

Хорошее разделение синхронизирующих импульсов обеспечивает схема транзитронного отделителя, приведенная на рис. 470.

На рис. 484 приведена схема отделителя синхронизирующих импульсов на полупроводниковых триодах.

Настройка и регулировка развертывающих устройств

Задачей регулировки генераторов развертки является получение соответствующих размеров телевизионного растра, установление необходимой частоты и линейности развертки.

Определение частоты развертки. Наиболее просто частота развертки может быть определена модуляцией яркости свечения экрана генератором синусоидального или прямоугольного напряжения.

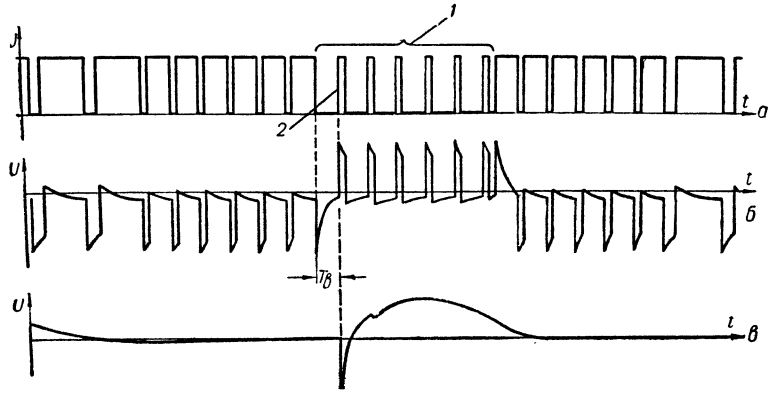


Рис. 483. Формы импульсов в различных цепях схемы рис. 482:
а — на катоде лампы $Л_3$; *1* — кадровый синхронизирующий импульс; *2* — передний фронт первой вырезки; *б* — на входе лампы $Л_3$; *в* — на выходе $Л_3$.

При подаче на модулирующий электрод трубки (или на сетку выходного каскада видеоусилителя) синусоидального напряжения, кратного периоду строчной или кадровой разверток, на экране трубки наблюдаются чередующиеся темные и светлые полосы (рис. 485). Зная частоту генератора $F_г$ и подсчитав число пар m (черных и белых) полос на экране, легко определить частоту генератора развертки $f_{разв}$. Если частота генератора $F_г$ точно равна частоте строчной развертки $f_с$, то на экране трубки будут видны две (черная и белая) вертикальные полосы; если же частота генератора точно равна частоте смены полукадров $f_{2к}$, то на экране будут видны две горизонтальные полосы.

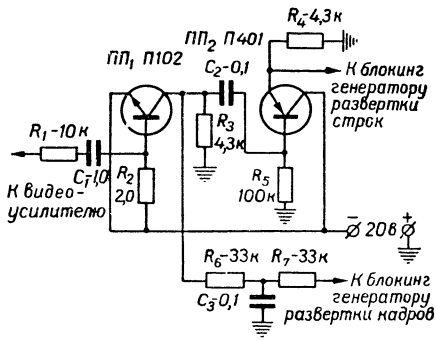


Рис. 484. Схема отделителя синхронизирующих импульсов на полупроводниковых триодах.

Частоту генераторов развертки $f_{разв}$ можно определить и при любом числе пар m (черных и белых) полос на экране по формуле

$$f_{разв} = \frac{F_г}{m}.$$

По изображению на трубке легко определить и нелинейность развертки. При этом величину $F_г$ следует брать в несколько раз большую, чем частоту развертки с тем, чтобы на экране образовалось 6—12 полос.

На рис. 485 дано изображение на экране телевизора при частоте $F_г = 6f_{2к} = 300$ *гц*, а на рис. 486 — при частоте $F_г = 7f_с = 109\,375$ *гц*.

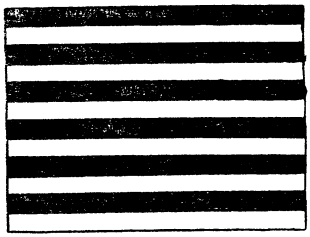


Рис. 485. К пояснению способа определения частоты развертки путем подачи на кинескоп модулирующего прямоугольного или синусоидального напряжения.

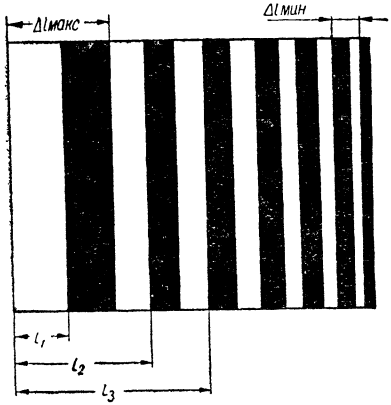


Рис. 486. Пояснение способа определения нелинейности развертки по изображению на трубке при модуляции последней прямоугольным напряжением.

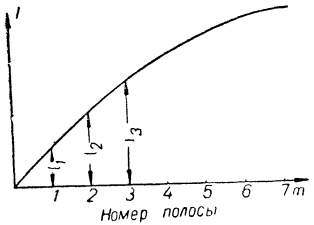


Рис. 487. Кривая формы тока развертки, построенная по данным рис. 486.

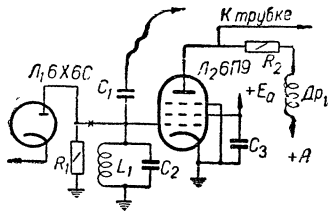


Рис. 488. Схема включения вспомогательного контура L_1C_2 с целью определения частоты развертки.

Измеряя расстояния l_1, l_2 и т. д. между вертикальными полосами (рис. 486) и откладывая их по оси ординат на графике, изображенном на рис. 487, можно построить кривую формы тока (или напряжения) развертки. Коэффициент нелинейности можно определить так же по формуле

$$K_f = \frac{2(\Delta l_{макс} - \Delta l_{мин})}{\Delta l_{макс} + \Delta l_{мин}},$$

где $\Delta l_{макс}$ и $\Delta l_{мин}$ — максимальное и минимальное расстояния между соседними светлыми или темными полосами (рис. 486).

При отсутствии генератора можно в сеточную цепь выходной лампы видеоусилителя включить контур, настроенный на нужную частоту (рис. 488). Этот контур следует связать малой емкостью $C_1 = 2—5$ *пф* с цепями развертки, что позволяет использовать импульсы, возникающие в этих цепях, для ударного возбуждения контура. Окончательно генератор развертки настраивают по испытательной таблице.

§ 14. НАСТРОЙКА ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА ПО ИСПЫТАТЕЛЬНОЙ ТАБЛИЦЕ

На рис. 489 представлена испытательная таблица 0249, которая регулярно и длительно передается телецентрами. По этой таблице можно достаточно точно настроить телевизионный приемник.

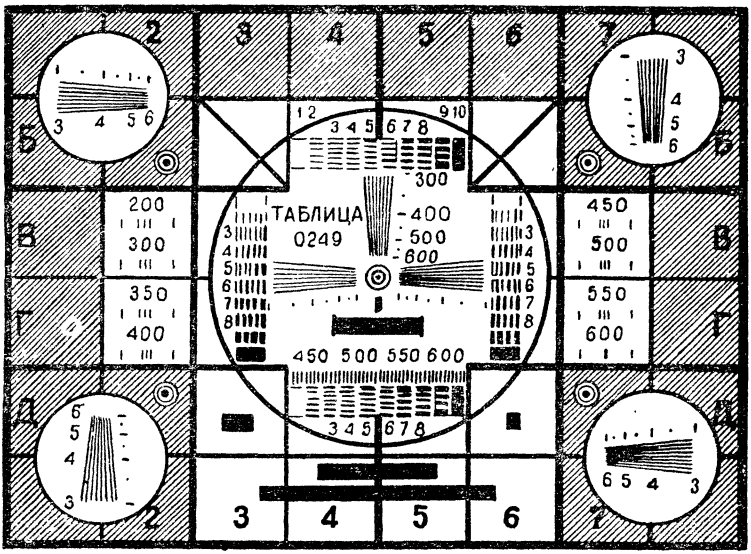


Рис. 489. Испытательная таблица 0249.

Перед тем как приступить к настройке приемника, необходимо убедиться в его работоспособности. Для этого предварительно устанавливают сердечники контуров усилителей каналов изображения и звукового сопровождения в среднее положение, а затем проверяют прохождение сигнала, прикасаясь последовательно, например, отверткой к выводам сеток ламп, начиная от усилителя сигналов изображения и до входной цепи. При этом ручка контрастности (усиление) ставится в положение максимального уси-

ления, а ручка регулировки яркости в положение, при котором растр только начинает быть видимым. В работающем приемнике при таком прикосновении изменяется яркость растра на экране трубки, а в некоторых случаях наблюдаются резкие вспышки, яркие полосы и т. д. Если сигнал проходит, то включают антенну и добиваются появления изображения. Настройку телевизора необходимо начинать с регулировки развертывающих устройств.

Регулировкой частоты и синхронизации генератора строк и генератора кадров необходимо добиться, чтобы изображение стояло на месте. Затем, регулируя фокусировку, добиваются наибольшей возможной четкости изображения. После этого регулируют линейность генераторов кадровой и строчной разверток. Регулируя линейность по строкам, необходимо добиваться, чтобы были одинаковыми расстояния между вертикальными линиями, а при регулировке линейности по кадрам — между горизонтальными полосами.

Когда линейность генераторов отрегулирована, устанавливается формат изображения. При этом необходимо добиваться, чтобы клетки, образованные вертикальными и горизонтальными линиями, были правильными квадратами. В центре и по краям таблицы расположены круги, которые при неправильном соотношении размеров по вертикали и горизонтали превращаются в эллипсы. При нелинейной развертке эти круги имеют вид яйцеобразных кривых.

Для проверки чересстрочной развертки служат диагональные линии, расположенные в квадратах Б-3 и Б-6. Регулировкой частоты синхронизации генератора строчной развертки добиваются, чтобы на этих линиях не было «зубчиков», указывающих на сдвоение строк.

На этом предварительная настройка генераторов развертки заканчивается и можно переходить к настройке каналов усиления. Чтобы правильно настроить телевизионный приемник по таблице, необходимо знать, как проявляются различного рода неравномерности частотной характеристики на воспроизведении элементов таблицы.

Наиболее важной частью таблицы являются клинообразные пучки сходящихся линий в центральной части и в углах таблицы, служащие для настройки на максимальную четкость. Вдоль клинообразных линий стоят цифры 300, 400, 500, 600, указывающие количество линий, которое может быть видно на экране (четкость изображения)[1]. Если, например, на полученном изображении с хорошей контрастностью различаются линии вертикального клина до отметки 400, это значит, что изображение соответствует четкости 400 строк. Смазывание вертикального клина указывает на плохое пропускание верхних частот.

Ниже приведена зависимость между шириной полосы частот в канале изображения и числом четко различимых вертикальных линий.

Число четко различимых линий	200	250	300	350	400	450	500
Полоса пропускания телевизионного приемника (в *Мгц*)	2,5	3,13	3,75	4,37	5,0	5,63	6,25

На углах кадра вследствие несовершенства фокусировки и системы отклонения число различимых линий обычно бывает на 50—100 меньше,

[1] Цифры у угловых клиньев указывают число сотен линий (3, 4, 5, 6).

чем в центре. Для более точного определения четкости по бокам и внутри центрального круга имеются группы черточек, обозначенных цифрами 200, 300 и т. д. до 600. По обе стороны от боковых групп имеются отдельные черточки, служащие для проверки явления перекомпенсации высоких частот изображения. Подъем высоких частот проявляется в виде многократных изображений этих черточек, расположенных (в отличие от «отражений» на входе антенны) на равном расстоянии друг от друга. Чрезмерный подъем высоких частот или соответственно завал средних частот проявляется в виде «пластики» (черные линии сопровождаются белой окантовкой справа).

Плохое пропускание низких частот приводит к общей неравномерности освещенности поля изображения, появлению серых пятен на черном поле, светлых длинных полос около черных мест и смазыванию деталей горизонтального клина.

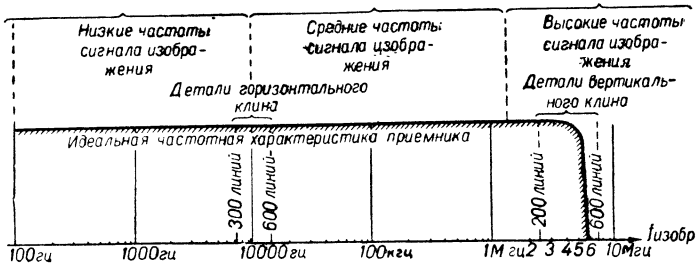


Рис. 490. Иллюстрация качественной зависимости воспроизведения различных деталей испытательной таблицы от частотной характеристики телевизионного приемника.

Плохое пропускание средних частот (провал характеристики) приводит к тем же явлениям, что и срезание низких частот, но в меньшей степени: плохо передаются полутени средних деталей, появляются серые пятна, белые «хвосты» около черных линий, неравномерная яркость (густота) черных линий внизу таблицы. Наличие «хвостов» у этих линий указывает на фазовые искажения в области средних частот.

На рис. 490 приведена качественная зависимость воспроизведения различных деталей испытательной таблицы от частотной характеристики телевизионного приемника.

Внутри центрального круга таблицы, по бокам и сверху, расположены полосы переменной плотности с обозначениями от 1 до 10, служащие для проверки качества передачи на экране полутонов (яркости и контрастности изображения). В нормально работающем приемнике должно наблюдаться не менее 6 градаций. Если наблюдается меньше 6 градаций, то это указывает на нелинейные искажения в усилителе изображения, причиной которых может быть неправильное смещение на сетках ламп или неисправности в лампах (например, газ в баллоне).

Настройка канала изображения. В телевизионном приемнике супергетеродинного типа частота гетеродина обычно выбирается выше частоты сигнала. Поэтому в канале промежуточной частоты (в отличие от УВЧ) для

улучшения воспроизведения высоких частот телевизионного изображения необходимо расширять полосу пропускания УПЧ в области более низких частот и, наоборот, для лучшего воспроизведения низких частот — в области высоких частот. Это обстоятельство необходимо учитывать при настройке супергетеродинного приемника.

Поскольку сигналы звукового сопровождения обычно снимаются непосредственно с выхода преобразователя, то необходимо, чтобы первый контур канала УПЧ был настроен на частоту ниже средней частоты канала УПЧ. Это дает возможность получить большее усиление по звуковому каналу.

Настройку нужно начинать с усилителя промежуточной частоты. При этом желательно настроенный вход УВЧ заменить апериодическим (если, конечно, позволяет уровень сигнала).

Настраивая приемник, необходимо тщательно следить за изображением испытательной таблицы, добиваясь, чтобы линии горизонтального клина были видны до отметки 450—500, а вертикального — до 440—450.

После настройки УПЧ необходимо включить фильтр УВЧ и настроить его так, чтобы изображение не ухудшалось. Если окажется, что настройкой контуров УПЧ не удается получить четкость 350—400 линий, то необходимо подстроить коррекцию видеоусилителя в области высоких частот. При достижении наибольшей четкости линий вертикального клина полоса частот может расшириться настолько, что в канал изображения станут попадать сигналы звукового сопровождения.

При этом на изображении появляются горизонтальные полосы различной густоты, движущиеся в вертикальном направлении. Настройкой режекторных контуров добиваются устранения этих полос.

Канал звукового сопровождения в супергетеродинном приемнике, построенном по двухканальной схеме (рис. 293), настраивается следующим образом. Не изменяя настройки на изображение, осторожно поворачивают сердечники всех контуров УПЧ звукового сопровождения на одинаковое число оборотов до появления звука в громкоговорителе. Затем, изменяя настройку контура гетеродина, замечают два положения переменного конденсатора гетеродина: одно, при котором получают наилучшее изображение, другое — когда наилучший звук. Если для получения хорошего звука емкость контура гетеродина приходится увеличивать, то индуктивность контуров УПЧ звукового сопровождения необходимо уменьшить, т. е. повысить промежуточную частоту приемника звукового сопровождения, если же лучший звук получается при уменьшении емкости (повышении частоты гетеродина), то промежуточную частоту следует понизить.

После того как канал УПЧ отрегулирован, настраивают частотный детектор. Настройка частотного детектора будет правильной, когда при самом слабом сигнале или полном его отсутствии шум минимален, а при сильном сигнале звук не искажен (напомним, что сильным сигналам соответствует максимальная девиация частоты), поэтому громкость звука будет наибольшей при самой широкой полосе.

§ 15. БОРЬБА С ПОМЕХАМИ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

Ниже приведены основные виды источников помех и средний процент телевизоров, принимавших данный тип помехи, по отношению к общему числу телевизоров, принимающих изображение с помехами.

Источники помех	Средний процент пораженных телевизоров
Радиостанции различного назначения	62
Медицинская аппаратура	13
Электро- и автотранспорт	12
Электродвигатели (коллекторные)	7
Высотные и другие здания	3
Электросварка	2
Летящие самолеты	0,5
Прочие источники	0,5

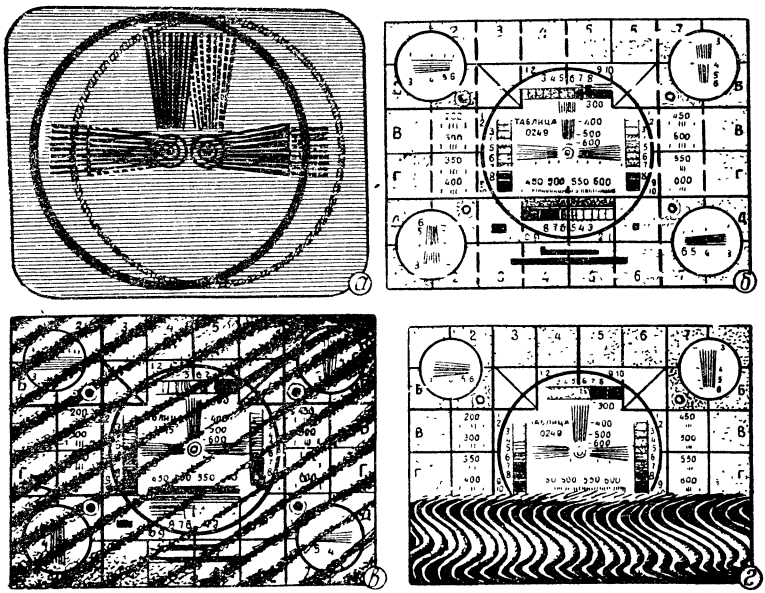


Рис. 491. Различные виды помех на экране телевизора.

Помехи от больших массивов, высотных зданий, производственных корпусов вследствие разности хода между прямым и отраженным сигналами могут привести к затемнению в левой части экрана (в виде вертикального столба) или при большой интенсивности отраженных сигналов — к сдваиванию изображения (рис. 491,*а*).

Помехи от электро- и автотранспорта, коллекторных двигателей, электросварки имеют импульсный характер, поэтому воздействуют главным образом на цепи синхронизации, сбивая частоту строчного и кадрового генераторов. Эти помехи на экране проявляются в виде белых и черных точек, линий, пробегающих вдоль строк или заполняющих (при электросварке) весь экран (рис. 491,*б*).

Помехи от источников незатухающих колебаний (радиостанций, высокочастотных печей, медицинских УВЧ установок) создают на экране телевизора характерную сетку в виде муара, непрерывно меняющего рисунок (рис. 491,*в*).

Помехи от рентгеновских установок имеют характерный вид волокон дерева при продольном срезе или вид «елочки» со стволом вдоль строк (рис. 491,*г*).

Синхронизация и звук при достаточном удалении приемника от источника помех обычно не нарушаются.

Возможные пути проникновения помех в приемник:

1) через антенну, т. е. тем же путем, что и полезный сигнал;
2) через провода питающей сети;
3) непосредственное воздействие на фидер антенны;
4) непосредственное воздействие на шасси;
5) непосредственное воздействие на контуры и участки схемы приемника.

По частотному спектру, занимаемому помехами, различают:

1) помехи, спектр которых расположен вне полосы спектра телевизионного сигнала;
2) помехи, спектр которых расположен в полосе спектра телевизионного сигнала.

Воздействие на приемник помех, расположенных в полосе телевизионного сигнала, очевидно. Помехи, спектр которых расположен за пределами полосы частот телевизионного сигнала, могут попадать в приемник как через дополнительные каналы, возникающие вследствие того, что реальная полоса пропускания приемника обычно шире, чем спектр телевизионного сигнала (рис. 492), так и через основной канал вследствие возникновения комбинационных частот и перекрестной модуляции в УВЧ или смесителе, обусловленных нелинейностью их характеристик, а также высшими гармоническими в колебаниях гетеродина.

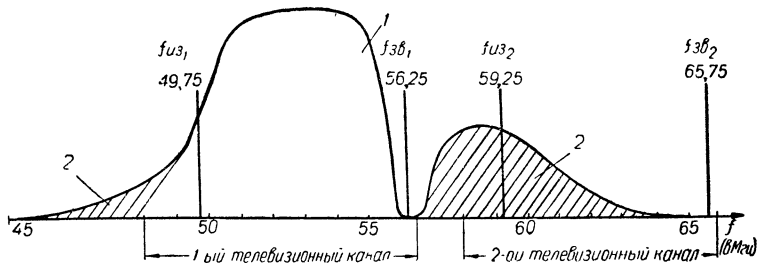


Рис. 492. Возможная форма частотной характеристики телевизора:
1 — основной канал для приема полезных сигналов; *2* — дополнительные каналы проникновения помех.

Методы борьбы с помехами в приемнике. В зависимости от путей проникновения помех в приемное устройство и типа помех применяются различные способы борьбы с ними.

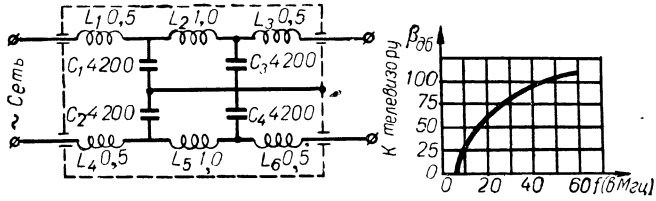
1. Частотное разделение помех и сигнала. Этот способ применим, если частотный спектр помехи лежит за пределами спектра, занимаемого телевизионным сигналом, или в полосе сигнала, но достаточно узок.

Наиболее опасно проникновение помех на первую лампу, поскольку именно здесь возникают комбинационные частоты. Поэтому частотное разделение сигнала и помехи должно быть выполнено на входе приемника.

Для частотного разделения сигнала и помехи могут применяться:

1. Фильтры верхних частот, подавляющие все помехи, спектр которых расположен ниже наиболее низкой частоты телевизионного канала. Этот тип фильтра наиболее эффективный, так как более вероятно расположение частотных спектров помех ниже частот телевизионного канала.

2. Фильтры нижних частот, которые подавляют все частоты, расположенные выше наивысшей частоты телевизионного канала, а также частоты, попадающие в дополнительный и зеркальные каналы.



а *б*

Рис. 493. Сетевой фильтр:

а — схема, *б* — характеристика затухания.

3. Полосовой фильтр, объединяющий свойства фильтров нижних и верхних частот.

4. Заградительный узкополосный перестраивающийся фильтр, который применяется для подавления помех, занимающих узкий спектр в полосе частот телевизионного канала. Применение этого фильтра вырезает часть составляющих телевизионного сигнала и несколько снижает качество изображения. Поэтому при отсутствии помех этот фильтр нужно выключать.

5. Сетевой фильтр, представляющий собой фильтр нижних частот с граничной частотой 4—5 *Мгц* (рис. 493) или ниже (выполняется только симметричным). Большое значение имеет качество заземления этого фильтра. Корпус фильтра, являющийся одновременно экраном, необходимо соединять с шасси телевизора коротким проводником.

Для других каналов фильтры можно рассчитывать по формулам, приведенным в гл. VII.

На рис. 494 приведены схемы и данные фильтров, предназначенных для защиты 1-го и 2-го каналов телевизионных приемников. Эти фильтры выполняются асимметричными, если применяются коаксиальные кабели, и симметричными при двухпроводных симметричных фидерах.

На рис. 495 показаны конструкции двух фильтров.

Если избирательность телевизионного приемника недостаточна, то при многоканальной системе телевизионного вещания в некоторых зонах возможны помехи от телевизионных передатчиков, работающих в смежных каналах. Основной причиной недостаточной избирательности телевизионных приемников является применение режекторных контуров, предназначенных для защиты видеоканала от помех со стороны канала звукового

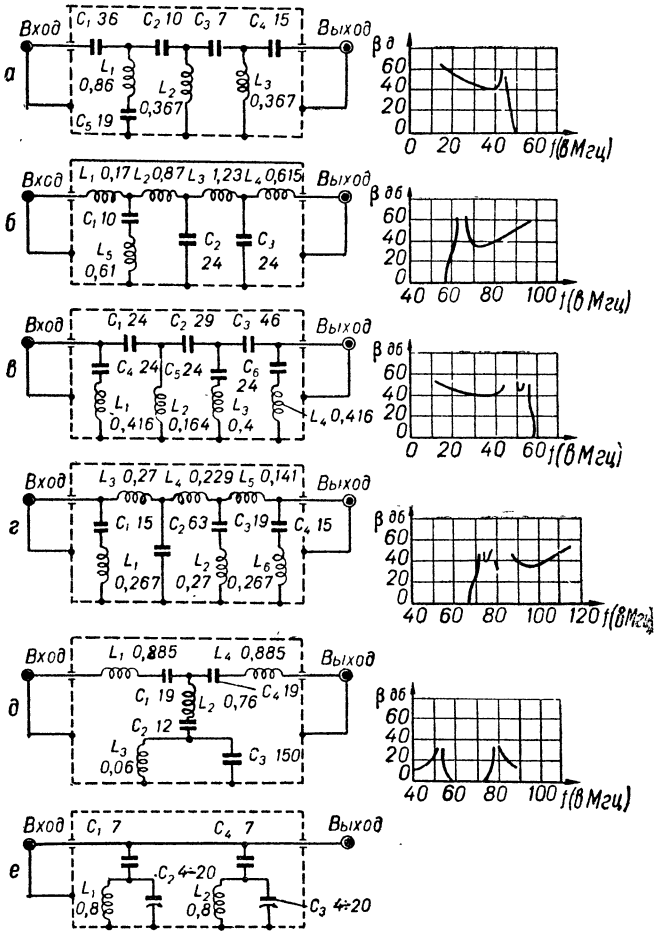


Рис. 494. Фильтры для подавления помех на входе телевизора и их характеристики затухания:

а, в — фильтры верхних частот; *б, г* — фильтры нижних частот, соответственно для 1-го и 2-го каналов; *д* — полосовой фильтр для 2-го канала; *е* — заградительный фильтр.

сопровождения. Режекторные контуры приводят к возникновению второго максимума на частотной характеристике, так как связанные контуры всегда обладают двумя частотами связи.

Применение Т-каскадов или дополнительных режекторных контуров, подавляющих этот максимум, позволяет повысить избирательность телевизионного приемника до необходимой величины.

2. Способ установления наивыгоднейшего смещения на входной лампе приемника. Известно, что величины амплитуд комбинационных частот зависят как от отношения сигнал/помеха, так и от формы участка анодной характеристики лампы, на которую попадают эти колебания. Для данного отношения сигнал/помеха можно подобрать такое смещение, при котором амплитуда комбинационных частот, попадающих в полосу пропускания приемника, будет минимальной.

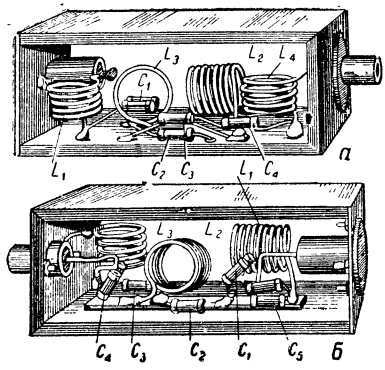


Рис. 495. Конструкция фильтров:
а — полосовой фильтр по схеме рис. 494, *д*; *б* — фильтр верхних частот по схеме рис. 494, *а*.

Этот способ применяется при больших напряжениях сигнала и помехи, так как обычно приходится увеличивать отрицательное смещение, что приводит к уменьшению общего усиления приемника.

Известно также, что отношение сигнал/помеха на выходе приемника увеличивается при одновременном уменьшении сигнала и помехи на входе приемника (до определенных пределов, пока не начнут проявляться внутренние шумы приемника). Для уменьшения сигнала на выходе приемника

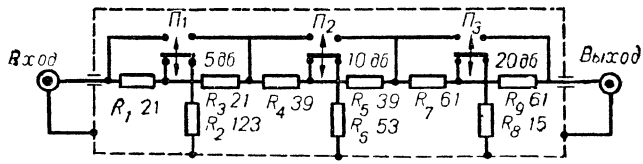
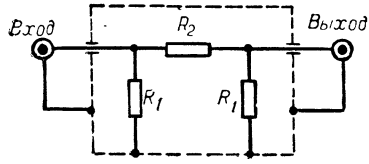


Рис. 496. Делитель со ступенчатой регулировкой.

(как правило в зоне ближнего приема) устанавливаются делители. На рис. 496 и 497 приведены схемы регулируемого и нерегулируемого делителей, рассчитанных для кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом*.

3. Способ пространственного разделения помехи и сигнала. Этот способ применяется для борьбы с отраженными сигналами и в случае, если спектр помехи лежит в пределах спектра частот телевизионного сигнала. Для пространственного разделения применяются направленные антен-

ны (гл. XV). На рис. 498 приведен пример ориентирования приемной антенны, расположенной вблизи от антенны источника помех.



дб	R_1(ом)	R_2(ом)
5	270	45
10	150	110
15	110	200
20	91	360
25	82	680
30	82	1200
35	75	2000
40	75	3750

а *б*

Рис. 497. Нерегулируемый делитель:
а — схема, *б* — таблица значений R_1 и R_2 при различных затуханиях делителя.

4. Применение помехоустойчивых систем синхронизации. Этот способ применяется главным образом для борьбы с импульсными помехами, нарушающими синхронизацию.

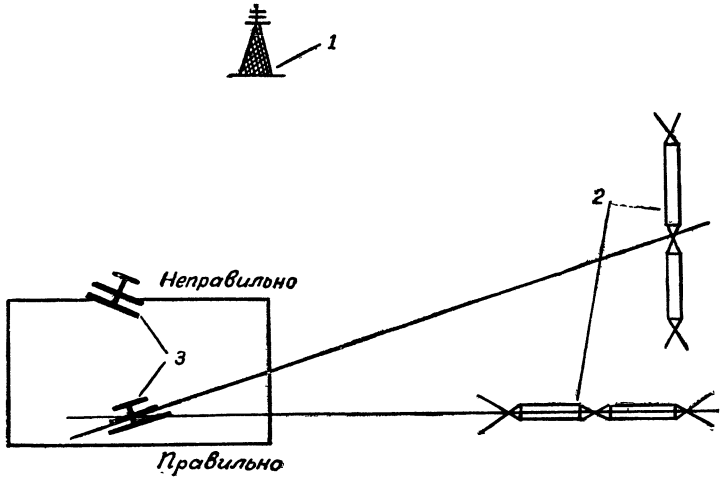


Рис. 498. Ориентирование приемной антенны телевизора, расположенной вблизи от антенны источника помех:
1 — антенна телецентра; *2* — антенны мешающих радиостанций; *3* — приемная антенна телевизора.

Наиболее подвержена воздействию импульсных помех система строчной развертки, так как дифференцирующая цепь, имея малую постоянную времени, реагирует на импульсы помех так же, как и на синхронизирующие импульсы.

Генераторы вертикальной кадровой развертки меньше подвержены воздействию кратковременных импульсных помех благодаря интегрирующим цепям с большой постоянной времени, а импульсы помех достаточно большой длительности и мощности встречаются редко. Для надежной за-

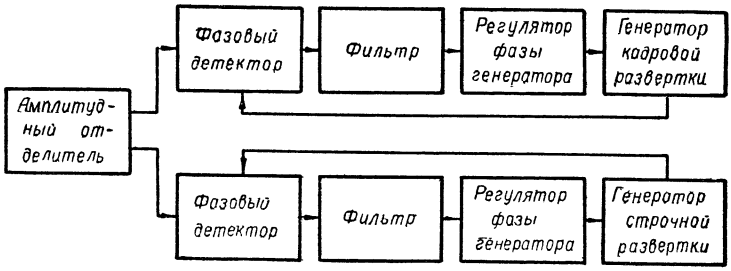


Рис. 499. Блок-схема АПФ.

щиты от импульсных помех применяют автоматическую подстройку фазы (АПФ) генератора развертки, представляющую собой инерционную систему, вырабатывающую управляющее напряжение для синхронизации генератора развертки не за время длительности одного синхронизирующего импульса, а в течение длительного промежутка, во время которого проходит значи-

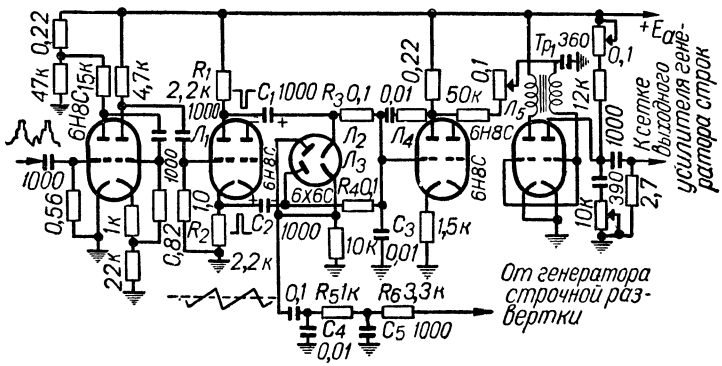


Рис. 500. Схема АПФ горизонтальной развертки телевизора «Ленинград Т-3».

тельное число синхронизирующих импульсов. На рис. 499 приведена блок-схема АПФ. Между амплитудным селектором и генератором включены элементы, предназначенные для уравнивания фаз приходящих синхронизирующих импульсов с фазой местного генератора развертки.

На рис. 500 представлена схема автоматической подстройки фазы генератора горизонтальной развертки с использованием пилообразного напряжения.

Синхронизирующие импульсы, поступающие на сетку лампы $Л_1$, выделяются на анодной и катодной нагрузках этой лампы в противоположной полярности.

Эти импульсы через диоды $Л_2$ и $Л_3$ заряжают конденсаторы C_1 и C_2. Во время прямого хода эти конденсаторы заряжаются через цепь сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4. Разряд происходит медленно, и диоды $Л_2$, $Л_3$ остаются запертыми в течение всего времени между синхронизирующими импульсами. Кроме синхронизирующих импульсов, к аноду $Л_2$ и катоду $Л_3$ подводится пилообразное напряжение с выхода генератора строчной развертки.

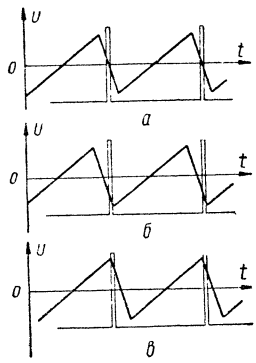


Рис. 501. График, иллюстрирующий работу схемы АПФ.

Если частоты и фазы синхронизирующих импульсов и колебаний генератора развертки равны, то импульсы синхронизации отпирают диоды $Л_2$, $Л_3$ тогда, когда пилообразное напряжение проходит через нуль (рис. 501,*а*). При этом через оба диода протекают равные токи, подзаряжающие конденсаторы C_1 и C_2 до одинакового потенциала, а управляющее напряжение на сетке усилителя постоянного тока $Л_4$, являющегося управляющей лампой, равно нулю. Если фаза колебаний генератора развертки опережает (рис. 501,*б*) или отстает (рис. 501,*в*) от фазы синхронизирующих импульсов, то в момент прихода синхронизирующих импульсов напряжения между анодом и катодом $Л_2$ и $Л_3$ не будут равны. В результате избыточного тока будет заряжаться конденсатор C_3. Напряжение, сни-

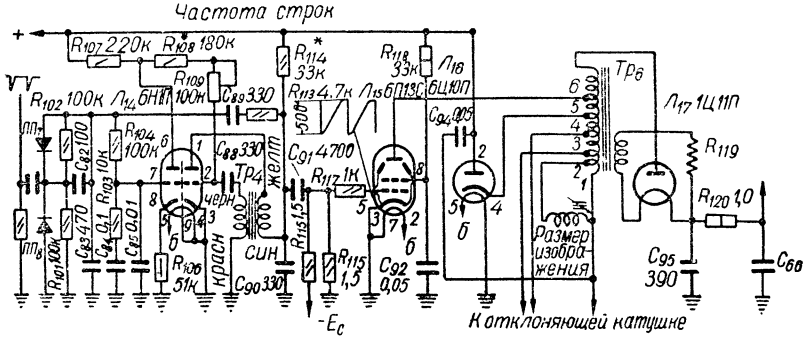


Рис. 502. Схема АПФ телевизора «Рубин».

маемое с C_3, усиливается лампой $Л_4$ и подается на сетку блокинг-генератора, что приводит к увеличению или уменьшению его периода колебаний. Сопротивления R_3, R_4 и ёмкость C_4 образуют фильтр с достаточно большой постоянной времени, который реагирует только на медленные изме-

нения средней составляющей сигнала, поэтому схема мало чувствительна к импульсным помехам.

На рис. 502 приведена построенная на этом же принципе схема АПФ телевизора «Рубин». Фазовый детектор собран на германиевых диодах $ПП_7$ и $ПП_8$.

На рис. 503 приведена аналогичная схема автоподстройки фазы для генератора кадровой развертки. Недостатком схем, построенных на рассмотренном выше принципе, является малая крутизна рабочего участка импульса сравнения (в данном случае крутизна обратного хода пилообразного напряжения).

Крутизну импульса сравнения можно увеличить, если применить не пилообразный, а предварительно продифференцированный положительный

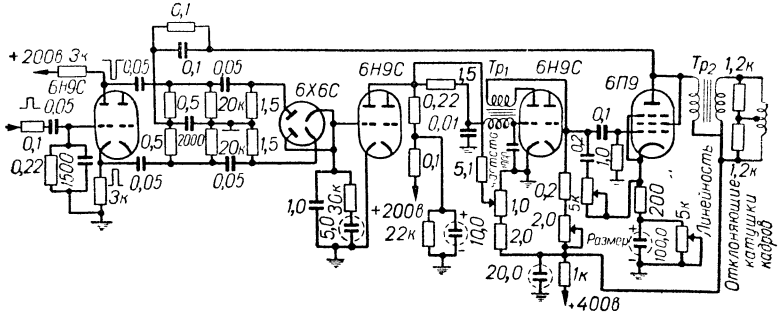


Рис. 503. Схема АПФ кадровой развертки.

импульс с амплитудой около 2 *кв*, возникающий в выходной обмотке строчного трансформатора во время обратного хода. Соответствующая схема представлена на рисунке 504. Форма напряжений в точках, обозначенных римскими цифрами, приведена на рис. 505. Кроме увеличения крутизны регулирующего напряжения, данная схема обладает и тем преимуществом, что импульсные помехи между импульсами сравнения будут взаимно уничтожаться, так как в это время дополнительное напряжение на лампе $Л_2$ будет отсутствовать. Недостатками схемы являются необходимость высокой изоляции участка схемы, непосредственно связанного со строчным трансформатором, а также узкий диапазон захватывания из-за малой длительности импульса сравнения. Поэтому приходится применять выключатель синхронизации *КЛ*, для того чтобы можно было вручную устанавливать нужную частоту генератора развертки в начале телевизионной передачи.

На рис. 506 приведена схема широтно-импульсной автоподстройки фазы, использующая в качестве фазового детектора левый триод $Л_1$. К управляющей сетке правого триода $Л_1$ одновременно подводятся строчные синхронизирующие импульсы положительной полярности и используемые в качестве сигнала сравнения импульсы с анодной обмотки трансформатора блокинг-генератора. Режим работы фазового детектора выбран таким, что при отсутствии сравниваемых импульсов смещение на сетке лампы велико и лампа заперта. При совпадении синхронизирующих и сравниваемых импульсов через лампу проходит ток, заряжающий емкость C_6. Величина напряжения, до которого зарядится конденсатор C_6, будет зависеть от длитель-

ности времени, в течение которого открыт правый триод $Л_1$. Это время, в свою очередь, зависит от фазовых соотношений между синхронизирующими и сравниваемыми импульсами (чем больше будут перекрываться импульсы, тем больше это время).

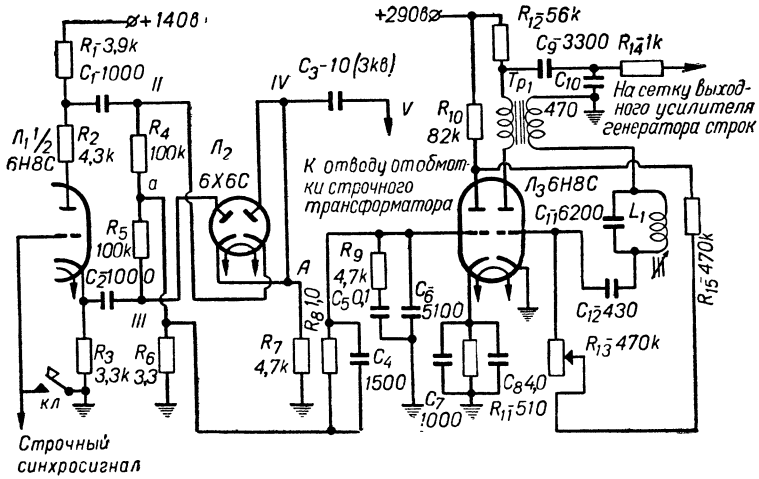


Рис. 504. Схема АПФ, использующая импульсы, возникающие в обмотке строчного трансформатора во время обратного хода.

Напряжение, возникшее на C_6, частично поступает на сетку блокинг-генератора и тем самым регулирует его частоту.

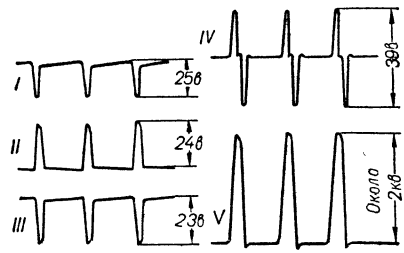


Рис. 505. Осциллограммы импульсов в различных цепях схемы рис. 504. Римские цифры указывают, к какой цепи схемы рис. 504 относятся графики.

Преимуществом схем с широтно-импульсной АПФ является их простота. Однако эти схемы менее устойчивы в работе, чем ранее рассмотренные. Они требуют улучшенных схем амплитудных отделителей импульсов и тщательного налаживания. При несовершенных отделителях амплитуды синхронизирующих импульсов будут изменяться с изменением силы сигнала и синхронизация будет нарушаться. Тем не менее эти схемы можно рекомендовать при конструировании малоламповых приемников повышенной помехоустойчивости.

На рис. 507 представлена схема, в которой в качестве напряжения сравнения используются колебания синусоидальной формы строчной ча-

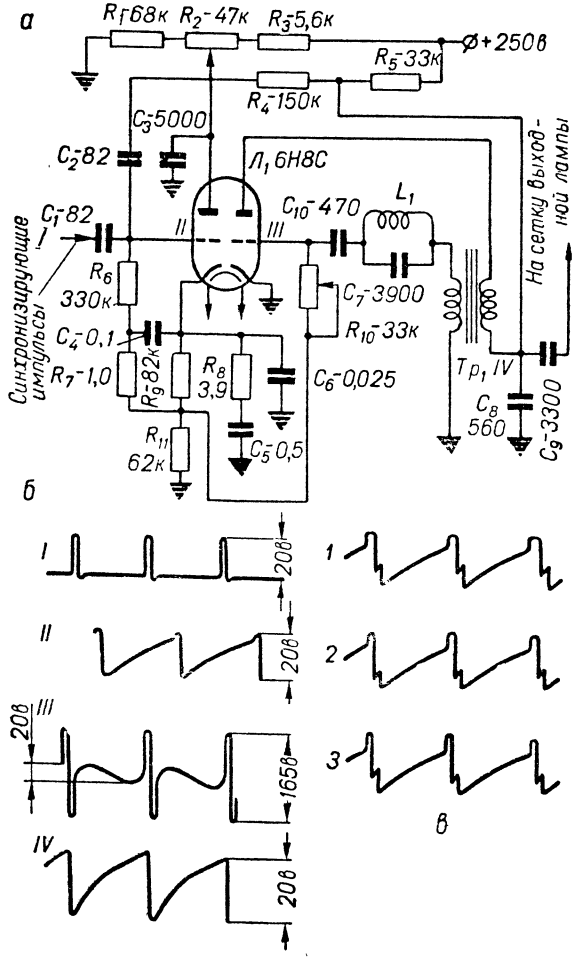


Рис. 506. Широтно-импульсная АПФ:

а — схема; *б* — осциллограммы импульсов в различных цепях схемы; *в* — форма напряжения на сетке фазового детектора в зависимости от фазовых соотношений между синхронизирующими и сравниваемыми импульсами.

стоты, вырабатываемые генератором, собранным на первых трех электродах лампы $Л_3$. Эти колебания подаются в противофазе на аноды фазового детектора $Л_1$, $Л_2$. Кроме того, на аноды ламп $Л_1$, $Л_2$ поступают синхронизирующие импульсы в одинаковой фазе. Таким образом, при равенстве фаз

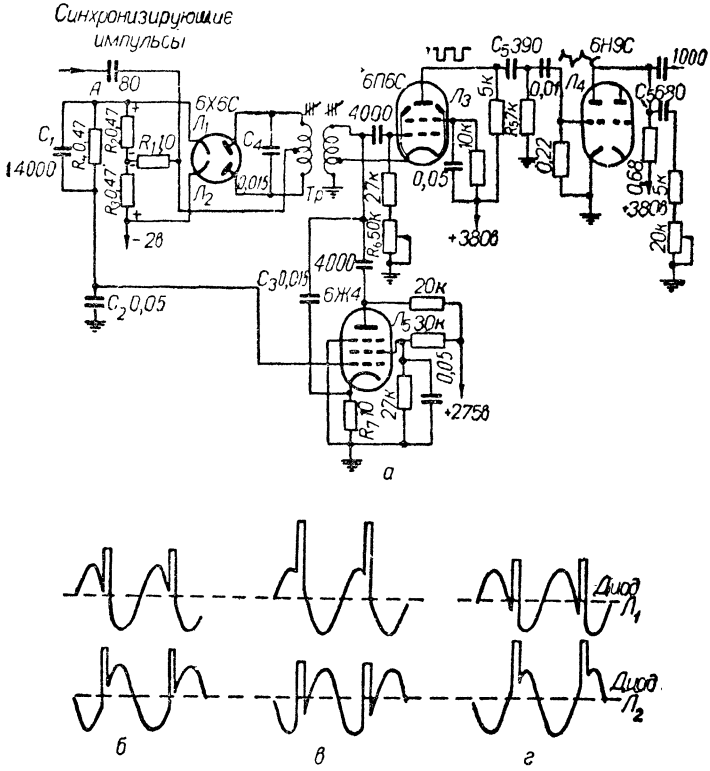


Рис. 507. АПФ с использованием синусоидального напряжения:

а — схема; *б*, *в*, *г* — форма напряжений на диодах $Л_1$ и $Л_2$ при различном соотношении фаз между синхронизирующим и сравниваемым напряжением.

синхронизирующих импульсов и сравниваемого напряжения к диодам $Л_1$, $Л_2$ в любой момент времени приложены одинаковые напряжения (рис. 507), взаимно компенсирующие друг друга на сопротивлениях R_2, R_3. При сдвиге фаз между синхронизирующими импульсами и сравниваемым напряжением (рис. 507) на сопротивлениях R_2, R_3 возникает регулирующее напряжение, которое, поступая на сетку реактивной лампы $Л_5$, изменяет эквивалентную емкость контура генератора $Л_3$ и таким образом управляет частотой генератора синусоидальных колебаний.

В анодной цепи лампы $Л_3$ синусоидальные колебания ограничиваются и превращаются в прямоугольные импульсы, которые после дифференцирования поступают на сетку разрядной лампы $Л_4$ и открывают ее.

В данной схеме отсутствуют генератор импульсов типа мультивибратора или блокинг-генератора, что является ее оригинальной особенностью.

§ 16. ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ТРАНСЛЯЦИОННЫЙ УЗЕЛ

Телевизионный трансляционный узел предназначен для питания от одного приемного устройства с мощным выходным усилителем большого числа абонентских устройств.

Внедрение телевизионных радиотрансляционных узлов дает определенные экономические преимущества, так как часть элементов телевизионного приемника переносится на телевизионный узел и становится поэтому общей для большого числа абонентских устройств. Само абонентское устройство при этом очень сильно упрощается по сравнению с обычным телевизором.

В зависимости от числа обслуживаемых абонентских устройств телевизионные узлы можно ориентировочно разделить на три группы:

1) малые узлы (с числом абонентов до 10);
2) средние узлы (с числом абонентов 10—100);
3) большие узлы (с числом абонентов свыше 100).

Наиболее массовым типом являются малые телевизионные узлы. В них используется обычный телевизионный приемник, а абонентские устройства являются по сути отводами от телевизора, подобными отводам дополнительных громкоговорителей от обычного радиоприемника.

В телевизионных узлах второй группы, кроме обычного приемника, аппаратура узла должна иметь дополнительные усилительные устройства.

Большие телевизионные узлы создаются с учетом значительного упрощения абонентского устройства.

На рис. 508, 510, 511 представлены три варианта блок-схемы телевизионных узлов.

На рис. 508 дана схема телевизионного узла с обычным телевизионным приемником. Для связи с абонентским устройством используются две линии

1. Линия сигналов звукового сопровождения, подключающая к выходу УНЧ приемника звукового сопровождения дополнительные динамики, размещенные в абонентских устройствах. Эта линия ничем не отличается от обычной радиотрансляционной.

2. Линия сигналов изображения. Эта линия должна пропустить широкую полосу видеосигнала (4—6 *Мгц*), поэтому выполняется из высокочастотного кабеля. Обычно для этой цели применяют коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50—200 *ом*. Высокочастотный кабель должен быть согласован (т. е. нагружен на волновое сопротивление) с обоих концов, иначе возникнут многократные отражения, которые приведут к искажению изображения на приемных трубках.

Высокочастотный кабель подает сигналы с выходного каскада видеоусилителя на вход видеоусилителя абонентского устройства. Применение одного усилительного каскада в абонентском устройстве необходимо, так как мощности выходного каскада видеоусилителя обычного телевизионного приемника не достаточно для создания на нагрузке 50—200 *ом* (равной волновому сопротивлению кабеля) напряжения 20—30 *в*, необходимого для модуляции приемной трубки.

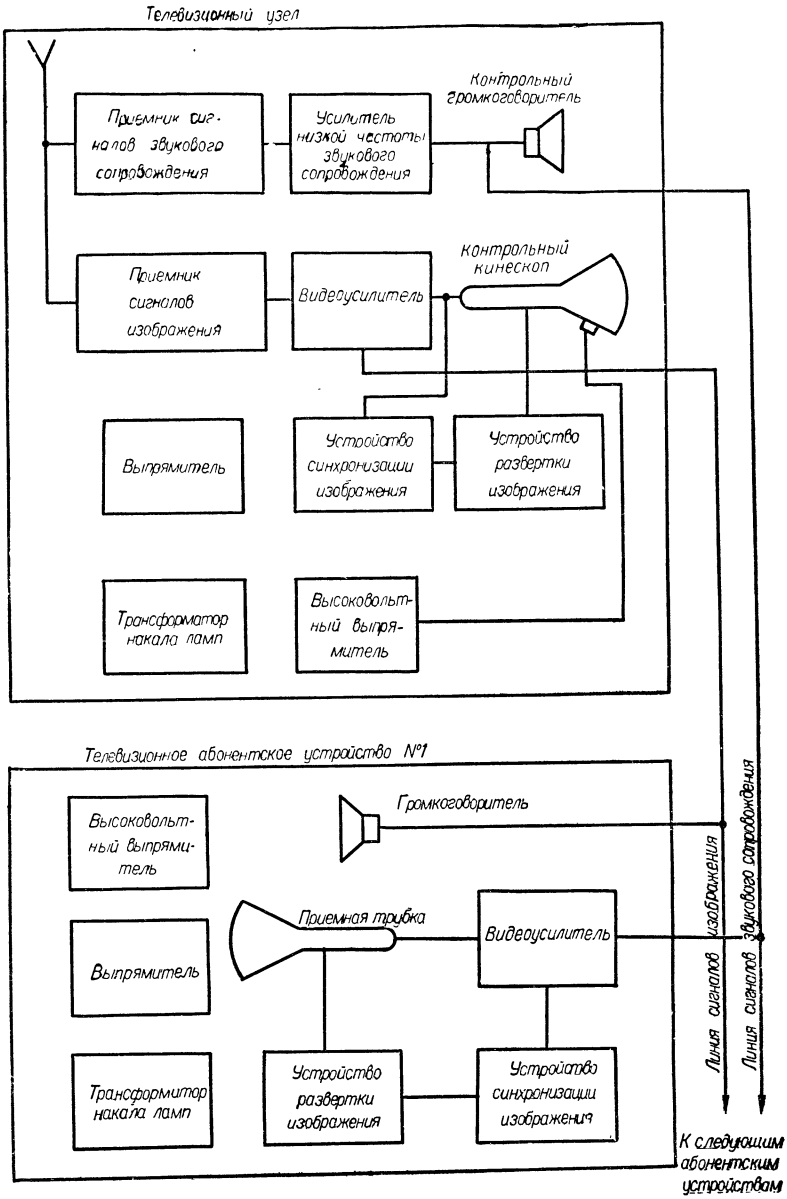


Рис. 508. Блок-схема телевизионного радиотрансляционного узла с двумя линиями связи.

При таком построении схемы в абонентском устройстве сохраняются узлы синхронизации и развертки, имеющиеся в обычном телевизионном приемнике.

На рис. 509 приведена схема подключения высокочастотного кабеля к выходному каскаду видеоусилителя сигналов изображения. Сопротивление R в цепи катода выбирается так, чтобы выходное сопротивление каскада равнялось волновому сопротивлению кабеля.

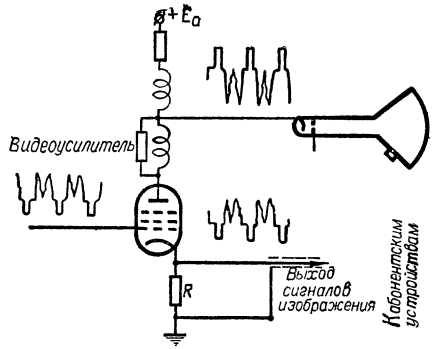


Рис. 509. Схема подключения высокочастотного кабеля к выходному каскаду видеоусилителя.

Необходимая величина сопротивления в катоде $Л_1$ равна

$$R = \frac{\rho}{1 - S\rho},$$

где ρ — волновое сопротивление кабеля (в *ом*);
S — крутизна характеристики лампы (в *а/в*).

На рис. 510 представлена блок-схема телевизионного узла с упрощенным абонентским устройством, в котором отсутствуют устройства синхронизации, но зато имеются две дополнительные линии связи для сигналов синхронизации по строкам и кадрам.

На рис. 511 приведена блок-схема одного из вариантов трансляционного узла, в котором применено частичное питание абонентских устройств от узла. В этой схеме применяется мощный видеоусилитель, позволяющий передавать сигналы изображения по кабелю с амплитудой 20—30 *в* для непосредственной модуляции приемных трубок без применения видеоусилителей в абонентских устройствах. При этом значительно увеличивается число необходимых проводов, поскольку каждая линия состоит из двух проводов. Чтобы уменьшить число проводов, необходимо применять общие провода. Однако следует учитывать возможность взаимного влияния. В частности, не рекомендуется объединять провода линий сигналов изображения и звукового сопровождения.

На рис. 512 дана схема объединения проводов различных линий, позволяющая сократить общее число проводов с 10 до 6.

Распределительная сеть выполняется из коаксиального высокочастотного кабеля или двухпроводного экранированного кабеля (на-

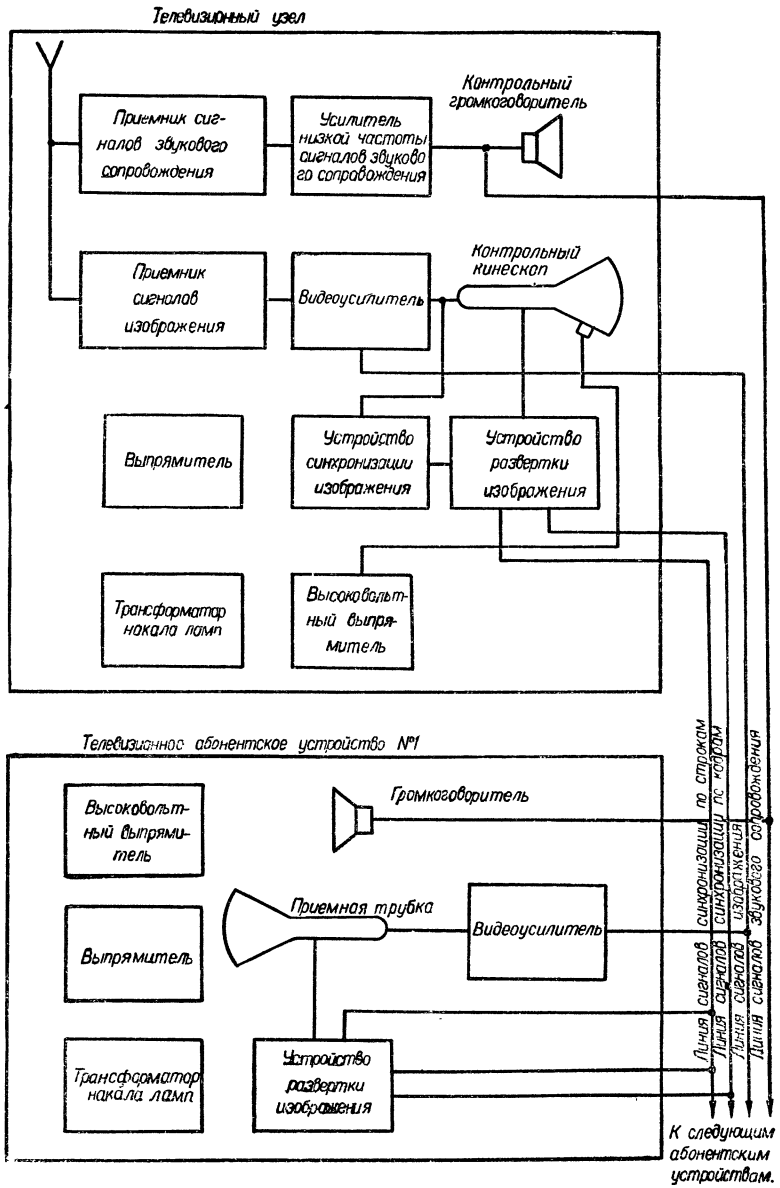


Рис. 510. Блок-схема телевизионного радиотрансляционного узла с упрощенным абонентским устройством.

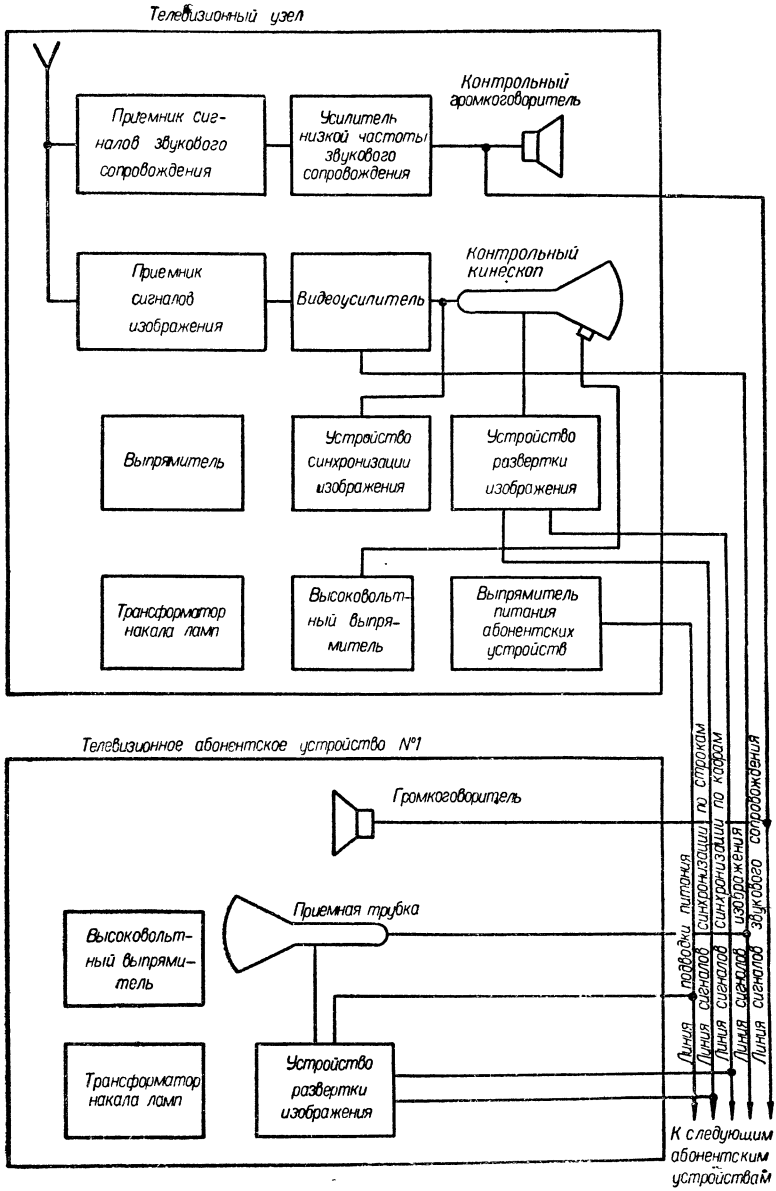


Рис. 511. Блок-схема телевизионного радиотрансляционного узла с частичным питанием абонентского устройства от узла.

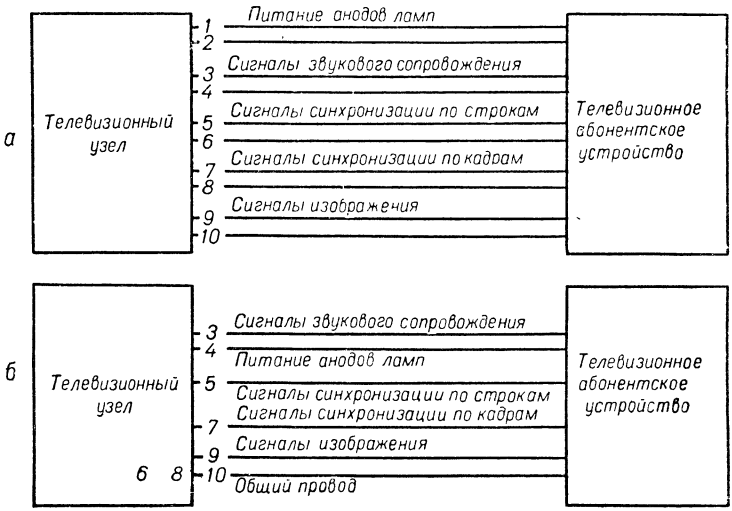


Рис. 512. Схема объединения проводов различных линий, связывающих телевизионный узел с абонентским устройством.

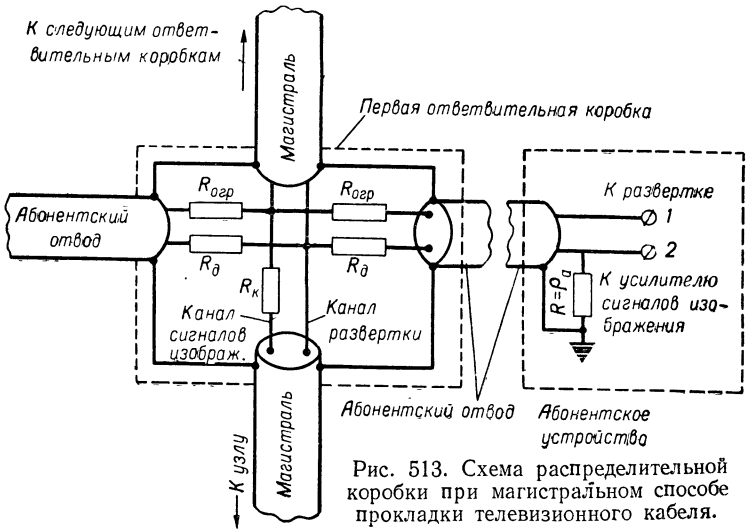


Рис. 513. Схема распределительной коробки при магистральном способе прокладки телевизионного кабеля.

пример типа РД), по одной жиле которого передаются сигналы изображения, а по другой — сигналы развертки.

На рис. 513 приведена схема ответвительной коробки при так называемом магистральном способе прокладки телевизионного кабеля. Величина добавочного сопротивления определяется по формуле

$$R_д = 2\rho_{маг}n - \rho_а,$$

где $\rho_{маг}$ — волновое сопротивление магистрального кабеля;

$\rho_а$ — волновое сопротивление кабеля абонента;

n — число отводов от данной коробки.

Такая система с двухпроводным кабелем применима для линии с 5—6 распределительными коробками, расположенными одна от другой на расстоянии 3—4 *м* (высота этажа). Для согласования участка линии до первой коробки (нагруженной) и участка с отводами в первой распределительной коробке устанавливается сопротивление $R_к$ такой величины, чтобы суммарное сопротивление $R_к$ и распределенной нагрузки было равно волновому сопротивлению $\rho_{маг}$. Точная величина сопротивления $R_к$ подбирается при снятии частотных характеристик линий. Для этого на вход линии подключается генератор стандартных сигналов (например, ГСС-6), а на выход перед сопротивлением $R_к$ — ламповый вольтметр. Необходимо добиться полосы в 5—6 *Мгц*.

§ 17. ПРОСТЕЙШАЯ РЕТРАНСЛЯЦИОННАЯ ТЕЛЕВИЗИОННАЯ СТАНЦИЯ

С помощью ретрансляционных станций можно сравнительно дешевыми средствами осуществить телефикацию городов и селений, расположенных на расстояниях 80—100 *км* от телецентра и тем самым значительно расширить аудиторию телезрителей.

На рис. 514 приведена блок-схема простейшей ретрансляционной станции. Она состоит из усилителя высокой частоты (УВЧ), настроенного на

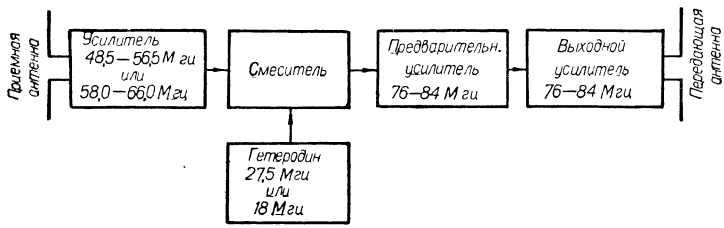


Рис. 514. Блок-схема простейшей ретрансляционной телевизионной станции.

частоту ближайшего передающего телецентра, работающего, например, в диапазоне первого канала, преобразователя (смесителя и гетеродина), на выходе которого частота соответствует, например, третьему телевизионному каналу.

На этой частоте сигналы усиливаются и излучаются в эфир. Первые несколько ступеней после преобразователя представляют собой обычный широкополосный полосовой усилитель напряжения, последние — усилители мощности.

В зависимости от мощности станции последние 3—5 каскадов выполняются по двухтактной схеме. Схемы всех элементов станции могут быть составлены и рассчитаны на основании приведенных в справочнике материалов.

В выходных ступенях из-за большого уровня сигнала необходимо проверять не только частотные, но и амплитудные характеристики каскадов.

Из-за ограниченного участка линейной части анодно-сеточной характеристики в выходных каскадах нецелесообразно применять системы взаимно расстроенных контуров, связанных через лампы. При полном использовании ламп по мощности для предотвращения нелинейных искажений необходимо, чтобы каждый каскад равномерно усиливал весь спектр частот телевизионного сигнала.

Для обеспечения постоянства спектра частот и уровня сигнала необходимо применять стабильные схемы гетеродинов и автоматическую регулировку усиления.

§ 18. ЦВЕТНОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Некоторые сведения из колориметрии[1]

Свет представляет собой участок электромагнитных колебаний в диапазоне волн от 0,4 до 0,76 *мк*, непосредственно воспринимаемых нашим глазом в виде различных цветов от фиолетового до красного.

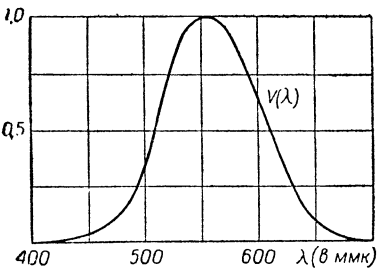


Рис. 515. Кривая видности.

Если представить источник света, излучение которого по мощности одинаково во всей видимой области от 0,4 до 0,76 *мк*, то цвет его излучения будет восприниматься глазом как белый (так называемый источник равноэнергетического белого цвета).

Однако чувствительность глаза неодинакова к лучам света с разной длиной волны. Если представить себе фильтр с достаточно узкой полосой пропускания, который можно перемещать вдоль спектра, то окажется, что яркость, воспринимаемая глазом, будет меняться с длиной волны при постоянной мощности источника света в соответствии с так называемой кривой видности, показанной на рис. 515. Из кривой видно, что наибольшей чувствительностью обладает глаз к зеленым лучам с длиной волны около 0,555 *мк*.

[1] Колориметрия — раздел оптики, в котором изучаются методы измерения и количественного выражения цвета.

Чем уже спектр, пропускаемый фильтром, тем определеннее (чище) будет окраска прошедшего через фильтр света, но тем меньшая световая энергия пройдет через него. Если расширить полосу пропускания фильтра, то прошедший через фильтр свет окажется более интенсивным, но менее определенным по окраске.

Таким образом, всякий свет можно характеризовать тремя следующими величинами:

1) яркостью, определяемой общей величиной светового потока, попадающего в глаз;

2) цветовым тоном, определяемым длиной волны максимума спектральной кривой светового потока (в приведенном примере цветовой тон определяется длиной волны λ, соответствующей максимуму спектральной характеристики фильтра);

3) чистотой или насыщенностью цвета, определяемой тем, насколько в нем велика примесь белого (в приведенном выше примере чистота цвета p определяется полосой пропускания фильтра).

Качество цвета (окраска или цветность) определяется цветовым тоном и насыщенностью и может рассматриваться независимо от яркости, характеризующей интенсивность цвета.

Получение цветного изображения в телевидении основано на трехкомпонентной теории цветного зрения, предполагающей, что в состав нашего зрительного органа входят три обособленные группы нервных аппаратов, изолированное возбуждение каждой из которых дает ощущение определенного цвета.

Опыт показывает, что любой цвет может быть получен смешением трех определенных цветов, являющихся линейно независимыми[1]. Линейно независимых цветов может быть бесчисленное множество, в частности, такими являются красный R, синий B и зеленый G цвета, принятые в колориметрии за основные.

Таким образом, произвольный цвет F можно связать с основными следующим цветовым уравнением:

$$f'F = r'R + g'G + b'B,$$

где коэффициенты r', g', b' и f' выражают количества каждого из смешиваемых и результирующего цветов.

В соответствии со сказанным выше для характеристики цветного светового потока достаточно знать лишь относительное содержание основных цветов в смеси.

Если в приведенном уравнении разделить коэффициенты в левой и правой части на f', то получим

$$F = rR + gG + bB,$$

где $r = \frac{r'}{f'}$; $g = \frac{g'}{f'}$; $b = \frac{b'}{f'}$ представляют относительные трехцветные коэффициенты, показывающие относительные количества трех основных цветов в смеси. Сумма этих коэффициентов всегда равна единице

$$r + g + b = 1.$$

---

[1] Линейно независимыми называются такие три цвета, которые, будучи смешаны попарно между собой в любой комбинации, не могут дать третьего цвета.

На рис. 516 приведены кривые смешения основных цветов. По этим кривым можно определить необходимое количество каждого из основных цветов, которое нужно смешать для получения единицы количества заданного чистого спектрального цвета. Обращает на себя внимание тот факт, что каждая из кривых на некотором участке опускается ниже нуля, т. е. знак одного из коэффициентов в цветовом уравнении отрицательный. Это значит, что в ряде случаев заданный цвет не может быть получен сложением трех основных цветов. Лишь смешивая заданный цвет F с одним из основных, например R, можно получить суммарный цвет, такой же как и при смешении двух других основных цветов,

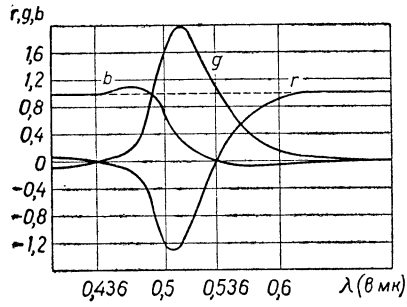


Рис. 516. Кривые смешения основных цветов.

$$F + rR = gG + bB.$$

В телевидении применяется смешение основных цветов только с положительными компонентами. При этом оказывается, что наиболее широкий диапазон различных цветов без использования отрицательных компонент

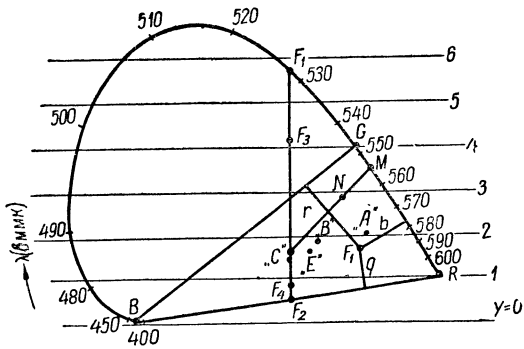


Рис. 517. Цветовой график RGB.

может быть получен смешением красного, зеленого и синего цветов, поэтому они и приняты за основные.

Более удобным для практического использования при изучении законов смешения цветов, чем кривые, изображенные на рис. 516, является цветовой график (рис. 517), представляющий подковообразную кривую, вдоль которой располагаются чистые спектральные цвета, обладающие предельной насыщенностью.

Сложением трех основных цветов можно получить все цвета, лежащие внутри треугольника с вершинами R, G, B. Для любого цвета, например,

F, трехцветные коэффициенты задаются координатами точки F, определяемыми в косоугольной системе координат величиной перпендикуляров, опущенных из точки F на стороны треугольника R, G, B. Точка, соответствующая равноэнергетическому белому цвету (источник E), для которого трехцветные коэффициенты

$$r = g = b = 1/3,$$

располагается на пересечении медиан (в центре тяжести треугольника).

Для любой точки, лежащей за пределами треугольника, один из трехцветных коэффициентов отрицательный. Следовательно, все точки, лежащие вне треугольника, соответствуют цветам, которые не могут быть получены сложением основных цветов. Хотя область внутри подковообразной кривой за пределами треугольника по площади довольно значительна, но она соответствует насыщенным сине-зеленым цветовым тонам, которые в природе редко встречаются.

До сих пор предполагалось, что белый цвет определяется равноэнергетическим источником E. В действительности понятие «белого» цвета не является достаточно определенным. Так например, дневной свет в яркий солнечный день, как и в пасмурный, кажется белым, хотя отличается по спектральному составу. Цвет источника E напоминает освещение в очень пасмурный день.

Для стандартизации белого цвета, кроме источника E, было введено еще три источника белого цвета: A, B и C.

Цвет источника A напоминает цвет свечения обычных ламп накаливания; источника B — освещенность при солнечном свете; источника C — освещенность, создаваемую ясным небом без попадания прямых солнечных лучей.

Так как источник белого цвета всегда располагается в центре тяжести треугольника, то для каждого источника белого цвета строится свой цветовой график.

Цветовой график очень удобен для анализа смешения цветов. Прямая линия, соединяющая любые две точки в плоскости цветового графика, проходит через точки, соответствующие всем цветам, которые могут быть получены смешением (сложением) двух исходных. При смешении трех цветов точки, соответствующие результирующим цветам, будут лежать внутри треугольника, вершинами которого являются точки, соответствующие исходным цветам.

Точки, соответствующие дополнительным цветам [1], лежат по обе стороны от точки C на прямой, проходящей через нее.

Если провести прямую, соединяющую точку C с любой точкой на кривой, например M, то положение точки N на этой прямой будет определять чистоту цвета или насыщенность

$$p = \frac{CM}{CN} 100\%.$$

Если на цветовом графике провести прямую, соединяющую точки, соответствующие длинам волн 400 и 700 *ммк*, то точки на этой прямой

[1] Дополнительными называются такие два цвета, которые, будучи смешаны в определенной пропорции, дают белый цвет, например F_1 и F_2, F_3 и F_4.

будут обозначать цвета, представляющие смесь синего и красного в разных пропорциях. Это пурпурные цвета, которые в отличие от остальных не являются спектральными.

Для полной характеристики цвета F необходимо найти его яркость Y, которая определяется суммой составляющих яркостей: зеленой (59%), красной (33%) и синей (8%). Компонент цветного изображения

$$Y = 0{,}59\ G + 0{,}33\ R + 0{,}08\ B.$$

Такое соотношение между компонентами объясняется неодинаковой чувствительностью глаза к световым волнам разной длины. Линии равной яркости на рис. 517 представляют параллельные прямые, проходящие под некоторым углом к линии BR. При этом линия нулевой яркости (алихна) проходит чуть ниже точки B.

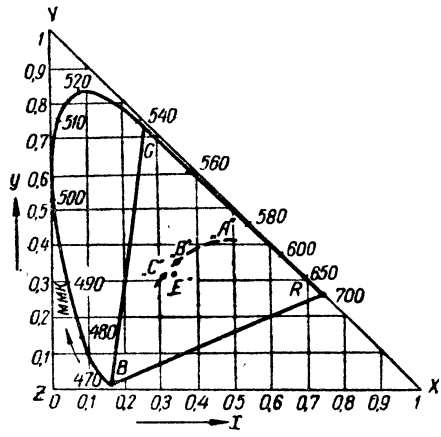


Рис. 518. Цветовой график XYZ.

Цветовой график, в котором за основные цвета приняты R, B, G, не удобен для практических расчетов: во-первых, потому, что координаты некоторых цветов отрицательные, во-вторых, из-за того, что яркостная составляющая суммарного цвета определяется как сумма яркостных составляющих основных цветов. Поэтому стандартизован несколько иной график XYZ (рис. 518).

На этом графике область реальных цветов оказывается внутри треугольника XYZ, поэтому всегда выражается положительными значениями координат. Кроме того, сторона треугольника ZX совпадает с алихной, поэтому в яркостном уравнении составляющие яркостей цветов Z и X входят с нулевыми коэффициентами. Таким образом, яркость любого цвета определяется значением координаты Y.

Принципы построения систем цветного телевидения

Для передачи изображения цветного объекта необходимо разделить его на три отдельных (цветоделенных) изображения в основных цветах, например, с помощью светофильтров, а затем в приемном устройстве сложить эти отдельные изображения в одно. При этом возможны три способа смешения цветов:

1. Одновременное смешение, при котором три изображения в основных цветах одновременно проектируются на один экран.

2. Последовательное смешение, при котором изображения в основных цветах проектируются на экран поочередно с такой частотой, чтобы не были заметны мелькания.

3. Пространственное смешение, при котором изображение представляет мозаику. Каждый элемент мозаики состоит из трех частей, окрашенных в основные цвета. Если на такое изображение смотреть на расстоянии, глаз не различает отдельные части элементов мозаики и создается впечатление сплошной картины с плавными цветовыми переходами.

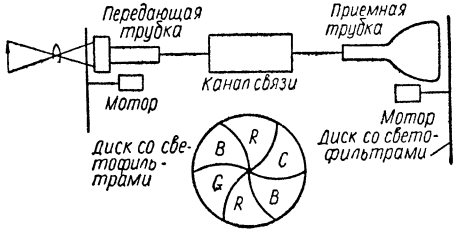


Рис. 519. Блок-схема телевизионной системы с последовательной передачей цветов.

В зависимости от способа смешения цветов и передачи по каналу связи трех изображений в основных цветах различают последовательные и одновременные системы цветного телевидения.

На рис. 519 приведена блок-схема простейшей телевизионной системы с последовательной передачей цветов. Она отличается от обычной системы черно-белого телевидения тем, что перед передающей и приемной трубками синхронно и синфазно вращаются диски со светофильтрами основных цветов. Зритель поочередно видит красное, синее и зеленое цветоделенные

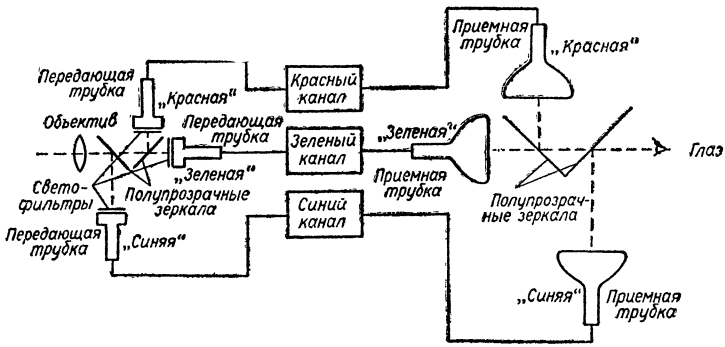


Рис. 520. Блок-схема телевизионной системы с одновременной передачей цветов.

изображения. Полное цветовое изображение передается за время одного оборота диска. Если в черно-белом телевидении за это время передаются два поля (полукадра), то в цветном необходимо передать шесть цветовых полей. Таким образом, время передачи одного цветового поля в три раза меньше, чем время передачи одного полукадра в черно-белом телевидении.

На рис. 520 приведена блок-схема телевизионной системы с одновременной передачей цветов. Принцип работы ее заключается в том, что подлежащее передаче изображение системой полупрозрачных зеркал про-

ектируется на три передающих трубки соответственно через красный, синий и зеленый светофильтры. Каждое из этих цветоделенных изображений передается через свой канал и поступает на одну из трех приемных трубок. Экран каждой трубки светится одним из основных цветов. Изображения совмещаются системой зеркал. В обеих системах, как в последовательной, так и в одновременной, необходимо расширить полосу передаваемых частот в три раза по сравнению с системой черно-белого телевидения, если число строк разложения во всех системах одинаково, в первой — вследствие того, что необходимо увеличить частоту кадровой развертки в три раза, во второй — из-за необходимости применения трех каналов связи.

При выборе той или иной системы телевидения для вещания, первостепенное значение имеют вопросы сужения спектра телевизионного сигнала и совместимости систем черно-белого и цветного телевидения. Под совместимостью понимается возможность приема передач цветного телевидения на обычные телевизионные приемники (в черно-белом виде) и возможность приема на телевизионные приемники цветного телевидения программ черно-белого телевидения.

Из приведенного выше очевидно, что последовательная система цветного телевидения не может быть совместимой, так как частоты строчной и кадровой разверток в три раза выше, чем в системе черно-белого телевидения, а это требует не только изменения параметров генераторов разверток, но и расширения вследствие этого полосы пропускания приемников черно-белого телевидения в три раза.

В телевизионной системе с одновременной передачей цветов совместимость осуществить проще, так как для приема программ черно-белого телевидения может быть использован один из трех каналов связи. Однако непосредственное использование одного из цветоделенных изображений для создания черно-белого изображения в обычном приемнике приводит к искажению градаций яркости изображения, так как яркость Y суммарного цвета F, представляющая ахроматическую часть полного сигнала цветного телевидения, эквивалентную сигналу современного черно-белого телевидения, определяется суммой составляющих яркостей: зеленой (59%), красной (33%) и синей (8%) компонент цветного изображения и определяется уравнением

$$Y = 0{,}59\ G + 0{,}33\ R + 0{,}08\ B.$$

Таким образом, для создания совместимой системы по одному из каналов необходимо передать полный яркостный сигнал Y, тогда по двум другим каналам могут быть переданы сигналы цветности, например, красный R и синий B. В передаче сигнала G уже нет необходимости, так как он может быть получен в цветном приемнике как разность яркостного и двух других сигналов.

Возможность сокращения полосы пропускания частот цветного телевизионного сигнала связана с особенностями нашего зрения. Было обнаружено, что наиболее мелкие детали изображения глаз различает только по яркости и не различает по цветам. Для воспроизведения деталей средних размеров достаточно двух цветов и только для воспроизведения крупных деталей изображения необходимы три цвета.

Используя эти свойства глаза, можно сократить полосу пропускания частот каналов, по которым передаются сигналы цветности до 1,5 *Мгц*, сохранив ширину полосы пропускания 6 *Мгц* только для яркостного сигнала.

В описанной ниже совместимой системе телевидения вследствие уплотнения канала связи удалось сузить спектр цветного телевизионного сигнала до значения ширины спектра изображения черно-белого телевидения.

Совместимая система цветного телевидения с одной цветовой поднесущей

По этой системе построен опытный Московский телецентр для передач программ цветного телевидения. Предусматривается передача трех сигналов: сигнала яркости U_Y, и разностных сигналов $U_{R-Y}=U_R-U_Y$ и $U_{B-Y}=U_B-U_Y$, несущих цветовую информацию. При этом яркостный сигнал U_Y, занимающий спектр частот 6 *Мгц*, и разностные сигналы, занимающие

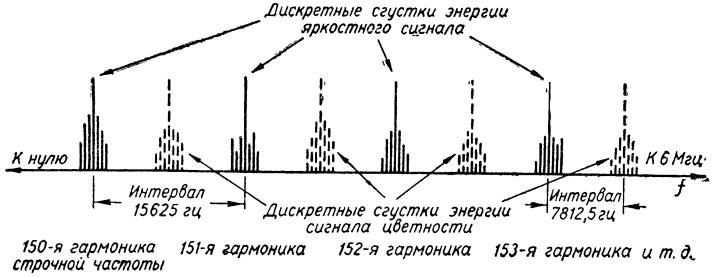


Рис. 521. Форма спектра видеосигнала в совместимой системе цветного телевидения.

сокращенную полосу частот 1,5 *Мгц*, передаются через один общий канал связи, равный по ширине каналу черно-белого телевидения. Такое уплотнение канала связи оказалось возможным благодаря использованию некоторых особенностей телевизионного сигнала. Спектр частот телевизионного сигнала (рис. 521) не занимает сплошную полосу от 0 до 6 *Мгц*, а располагается в виде дискретных сгустков энергии с периодом повторения, равным периоду строчной развертки. Незаполненные участки спектра могут быть использованы для передачи обоих сигналов цветности, причем эти сигналы не интерферируют с яркостным сигналом (принцип частного перемежения). Для передачи сигналов цветности ими модулируют несущую частоту, которую принято называть цветовой поднесущей.

Для того чтобы спектр сигналов цветности разместился между спектром сигнала яркости, необходимо, чтобы частота цветовой поднесущей $f_{ц.п}$ равнялась нечетному кратному половины строчной частоты

$$f_{ц.п} = (2k+1)\frac{f_{стр}}{2},$$

где $f_{стр}$ — частота строк, а k — любое целое положительное число.

Это положение легко пояснить, пользуясь рис. 522. Если частота цветовой поднесущей кратна четному числу половины строчной частоты, то на одной строке будет укладываться целое число периодов цветовой поднесущей

и тогда сигналы от строки к строке и в строках от кадра к кадру (например, 1 и 626 строки) будут складываться в фазе (рис. 522,*а*), создавая белые и черные интерференционные полосы. Если же частота цветовой поднесущей кратна нечетному числу половины строчной частоты, то на одной строке уложится целое число плюс половина периода цветовой поднесущей и в таком случае сигналы от строки к строке и в каждой строке от кадра к кадру окажутся сдвинутыми по фазе на 180° и будут компенсироваться (рис. 522,*б*). Однако идеальная компенсация практически не представляется возможной, поэтому частоту цветовой поднесущей выбирают относительно высокой, чтобы структура помех на экране телевизора была по возможности мельче.

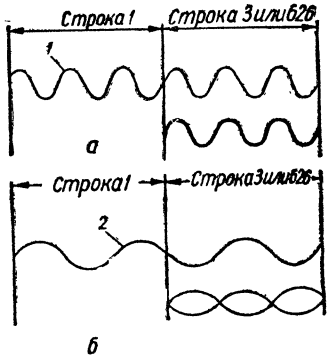


Рис. 522. Схема, поясняющая принцип компенсации интерференционных искажений при правильном выборе частоты цветовой поднесущей:

1 — частота сигнала цветовой поднесущей 46 875 *гц*; *2* — частота сигнала цветовой поднесущей 23437,5 *гц*.

На рис. 523 приведен спектр частот телевизионного канала опытного Московского телецентра. Частота цветовой поднесущей $f_{ц.п} = 4{,}429$ *Мгц* (что соответствует в приведенной выше формуле $k = 280$). На этом же рисунке показан пунктиром спектр частот, занимаемый сигналами цветности U_{R-Y} и U_{B-Y}. Для передачи двух сигналов цветности на одной поднесущей частоте применяется так называемый способ квадратурной модуляции.

Сущность квадратурной модуляции в том виде, в котором она применяется в цветном телевидении, можно объяснить, используя схему, представленную на рис. 524. Напряжение с выхода генератора цветовой поднесу-

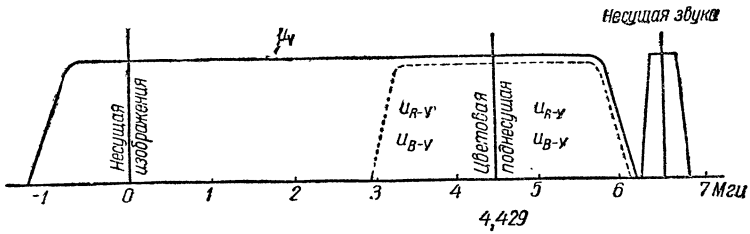


Рис. 523. Спектр частот телевизионного канала опытного Московского телецентра.

щей частоты поступает на два балансных модулятора. При этом на один из модуляторов напряжение подается непосредственно, а на второй—через фазовращатель, обеспечивающий сдвиг фазы на 90°. В первом модуляторе цветовая поднесущая модулируется разностным сигналом U_{R-Y}, во втором — сигналом U_{B-Y}. На выходе балансных модуляторов несущие частоты подав-

ляются и остаются сигналы боковых частот, сдвинутые по фазе одна относительно другой на 90°. Эти сигналы, будучи смешаны в смесителе, дадут результирующий сигнал $U_р$. На рис. 525 приведена векторная диаграмма,

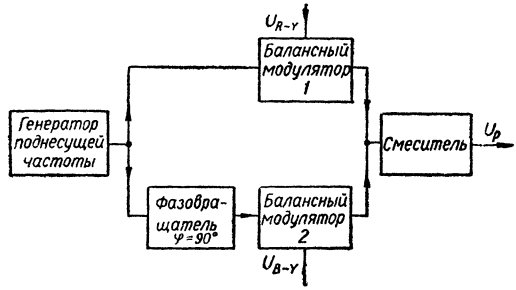


Рис. 524. Блок-схема формирования результирующего цветового сигнала.

из которой видно, что амплитуда $U_р$ и фаза φ результирующего вектора являются соответственно функциями амплитуд и отношения амплитуд разностных сигналов U_{R-Y} и U_{B-Y}. Результирующий вектор может лежать в любом квадранте, так как разностные сигналы могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. При этом фаза результирующего вектора определяет цветовой тон (или оттенок), а амплитуда — насыщенность (или чистоту) цвета.

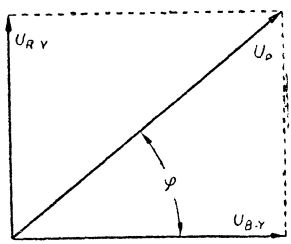


Рис. 525. Векторная диаграмма, поясняющая получение результирующего цветового сигнала.

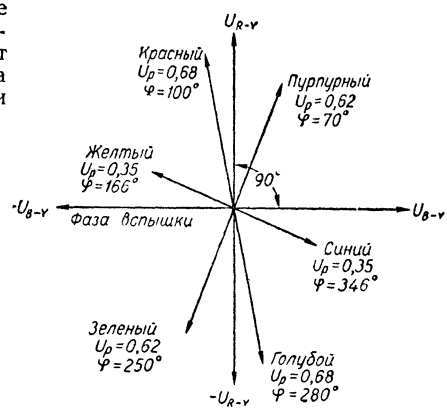


Рис. 526. Векторная диаграмма, показывающая расположение результирующего вектора цветовой поднесущей в зависимости от передаваемого цвета.

На рис. 526 приведены векторы шести цветов. Следует обратить внимание на то, что векторы дополнительных цветов, например, красного и голубого, сдвинуты один относительно другого по фазе на 180° и равны по абсолютной величине.

Подавление цветовой поднесущей частоты на выходе балансных модуляторов выгодно, так как позволяет уменьшить интерференционные помехи. Для выделения сигналов цветности в приемнике необходимо восстановить цветовую поднесущую. Для этого используется синхронный гетеродин, создающий синхронные и синфазные колебания с цветовой поднесущей. Для синхронизации этого гетеродина по частоте и фазе с цветовой поднесущей в телевизионный синхронизирующий сигнал подмешивается вспышка (несколько периодов колебаний) цветовой поднесущей, которая располагается на задней площадке строчного бланкирующего импульса (рис. 527).

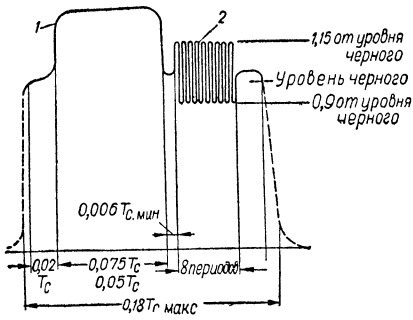


Рис 527. Расположение вспышки цветовой поднесущей на задней площадке строчного гасящего импульса:

1 — импульс строчной синхронизации; *2* — вспышка цветовой поднесущей.

На рис. 528 приведена упрощенная блок-схема формирования цветного телевизионного сигнала. Подлежащее передаче изображение проектируется на фотокатоды трех передающих трубок, размещенных в блоке камеры. На выходе камеры образуются три сигнала цветоделенных изображений U_R, U_G, U_B. Из этих сигналов в пересчетном устройстве (матрице)

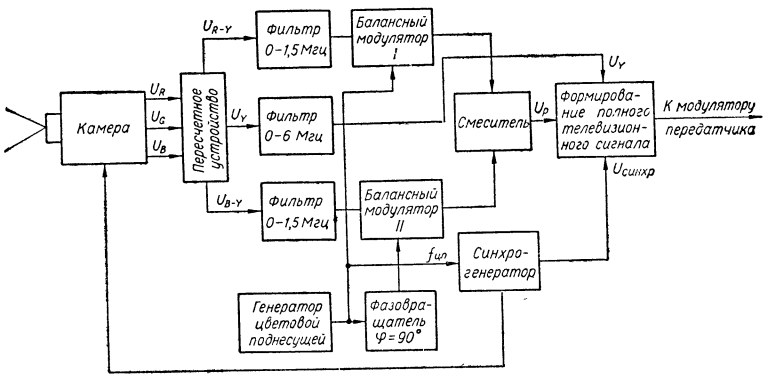


Рис. 528. Блок-схема формирования цветного телевизионного сигнала в передатчике.

вырабатываются яркостный сигнал U_Y и разностные сигналы U_{R-Y} и U_{B-Y}.

Для ограничения спектра разностные сигналы пропускаются через фильтр нижних частот с полосой пропускания 0÷1,5 *Мгц*, в то время как спектр яркостного сигнала остается равным 6 *Мгц*. Затем разностные си-

гналы подаются на балансные модуляторы, на которые одновременно поступают напряжения от генератора цветовой поднесущей, сдвинутые по фазе один относительно другого на 90°.

Синхронизирующий сигнал цветного телевидения вырабатывается синхрогенератором и отличается от синхронизирующего сигнала черно-белого телевидения лишь наличием вспышки цветовой поднесущей. Яркостный сигнал U_Y, а также сигналы с выхода смесителя $U_р$ и синхрогенератора $U_{синхр}$ поступают на устройство, формирующее полный телевизионный сигнал для модуляции телепередатчика.

Скелетная схема приемника цветного телевидения

На рис. 529 приведена упрощенная блок-схема приемника цветного телевидения с трехлучевым цветным кинескопом. Незаштрихованные клет-

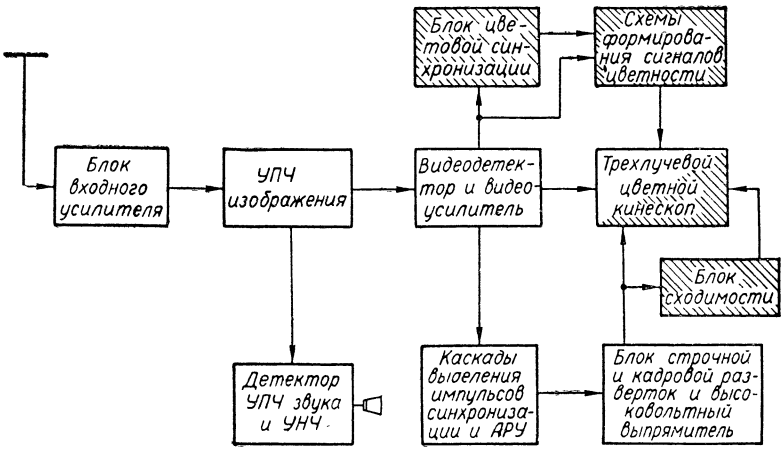


Рис. 529. Упрощенная блок-схема приемника цветного телевидения с трехлучевым кинескопом.

ки образуют блок-схему обычного приемника черно-белого телевидения. Блок приемной трубки заштрихован наполовину, так как часть его схемы используется в приемниках черно-белого телевидения. Три заштрихованные блока не встречаются в приемниках черно-белого телевидения. Два из них— блок цветовой синхронизации и блок формирования сигнала цветности преобразуют цветовой сигнал для подачи его на трехлучевой кинескоп.

Блок сходимости поддерживает правильную фокусировку электронных пучков в трехлучевом кинескопе и обеспечивает нужное соотношение между ними во всех точках поверхности экрана. Ниже рассматриваются особенности отдельных узлов приемника цветного телевидения.

Блок входного усилителя не отличается ни по конструкции, ни по схеме от аналогичного блока приемника черно-белого телевидения.

Канал УПЧ по существу также мало отличается от УПЧ приемника черно-белого телевидения, однако требования в отношении формы частотной характеристики предъявляются к нему более жесткие. В частности, допустимая неравномерность частотной характеристики около 1 *дб*. В «цветном» приемнике, как правило, применяется АРУ для поддержания постоянного уровня сигнала на входе видеодетектора.

Чтобы не возникали биения между несущей частотой звука и цветовой поднесущей на выходе видеодетектора, приводящие к появлению темных полос на экране телевизора, сигналы звукового сопровождения снимаются с УПЧ до второго детектора, а несущая частота звука на входе видеодетектора практически полностью подавляется режекторными фильтрами.

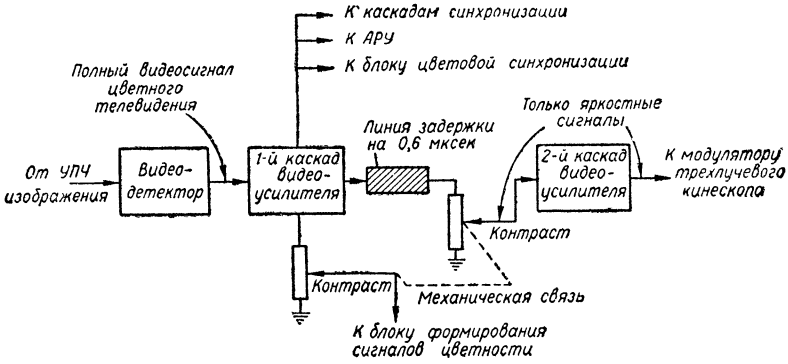


Рис. 530. Один из вариантов блок-схемы видеоусилителя цветного телевидения.

Канал звукового сопровождения, если не считать необходимости применения отдельного детектора, от канала звукового сопровождения приемника черно-белого телевидения также не отличается.

Видеоусилитель, так же как и в приемниках черно-белого телевидения, может быть многокаскадным или однокаскадным. Если применяется многокаскадный видеоусилитель (рис. 530), то сложный видеосигнал после первого каскада разветвляется в блок формирования сигнала цветности, канал цветовой синхронизации, каскады АРУ, а также в селектор импульсов синхронизации генераторов развертки. В связи с этим полоса пропускания первого каскада видеоусилителя должна составлять около 6 *Мгц*. Последующие каскады видеоусилителя предназначаются для усиления только яркостной составляющей видеосигнала и отличается от видеоусилителя приемника черно-белого телевидения только наличием режекторных фильтров, подавляющих вспышки цветовой поднесущей на выходе видеоусилителя, и линии задержки. Линия задержки необходима для того, чтобы уравнять время прохождения сигнала в яркостном канале и в более узкополосном канале сигналов цветности.

Если используется однокаскадный видеоусилитель, то сложный видеосигнал разветвляется после видеодетектора. В этом случае видеоусилитель выполняет только функции усилителя яркостного канала.

На рис. 531 приведена схема однокаскадного видеоусилителя. Линия на входе усилителя должна задерживать яркостный сигнал примерно на 0,6 *мксек*. Она может быть выполнена в виде отрезка коаксиального кабеля, например, РК-50 длиной 30—32 *см*. Индуктивности L_2, L_3 — корректирующие.

Трехлучевой кинескоп. Наиболее важным и сложным элементом телевизионного приемника является электронно-лучевая трубка с мозаичным экраном. Схематическое устройство такой трубки приведено на рис. 532. В отличие от трубки для черно-белого телевидения в «цветной» трубке имеются три электронных прожектора, каждый из которых состоит из катода

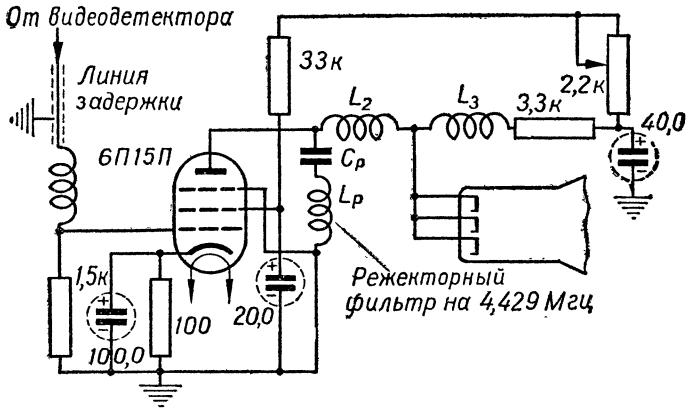


Рис. 531. Схема однокаскадного видеоусилителя.

с подогревателем, управляющего и фокусирующего электродов. Фокусирующие электроды соединены так, что три пучка фокусируются изменением лишь одного напряжения.

Последним электродом прожектора является сводящий электрод, представляющий цилиндр малого диаметра, соединенный с аквадаговым покрытием, выполняющим роль второго анода трубки.

Экран трубки представляет регулярную мозаику состоящих из отдельных групп точек, покрытых люминофорами трех цветов. Непосредственно перед экраном трубки установлен тонкий металлический лист с большим числом отверстий (теневая маска). Электронные пучки трех прожекторов направляются так, чтобы каждый из них, пройдя через отверстие в маске, мог попасть только на люминофор «своего» цвета (рис. 533). Однако добиться этого путем идеально точного конструктивного выполнения трубки очень сложно, поэтому применяется специальная система сходимости, позволяющая корректировать траекторию электронных пучков.

Блок сходимости. Над каждым сводящим цилиндром трубки установлены внутренние и внешние полюсные наконечники (рис. 534). Поворачивая постоянные магниты во внешних полюсных наконечниках, регулируют величину магнитного поля между внутренними полюсными наконечниками и добиваются схождения лучей на маске в центре экрана (статическая сходимость).

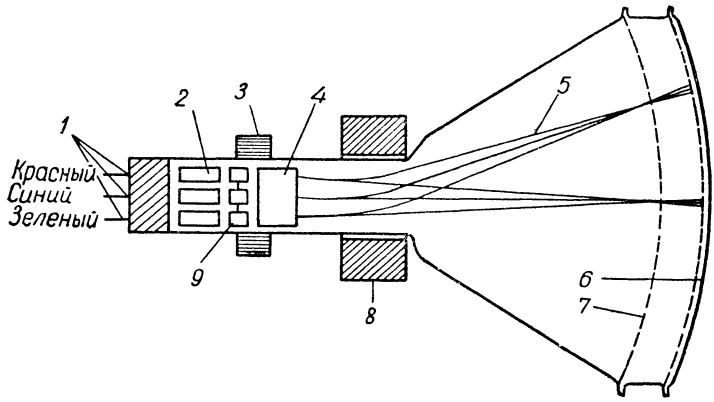


Рис. 532. Схематическое устройство трехлучевого кинескопа с точечным мозаичным экраном:

1 — катоды; *2* — управляющие электроды; *3* — катушка чистоты; *4* — сводящий электрод; *5* — отклоненные лучи; *6* — мозаичный экран; *7* — маска; *8* — отклоняющая система; *9* — фокусирующие электроды.

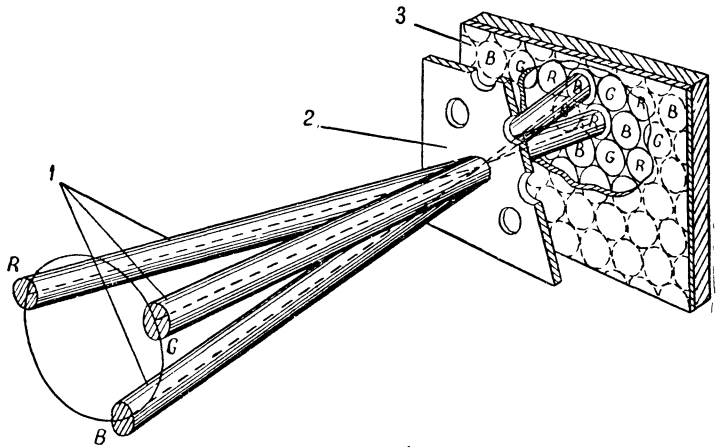


Рис. 533. Схематическое изображение маски и экрана, поясняющее схождение трех пучков в одном отверстии теневой маски:

1 — электронные пучки; *2* — теневые маски; *3* — точечный мозаичный экран.

Однако лучи, сведенные в центре экрана, при перемещении к краям начинают расходиться, так как расстояние от центра отклоняющей системы до экрана значительно меньше, чем радиус кривизны экрана.

Для сведения лучей во всех точках экрана (динамическая сходимость) на внешние полюсные наконечники наматываются катушки, в которых возбуждаются токи параболической формы с частотой строчной и кадровой разверток.

На рис. 535 приведен один из вариантов схемы динамической сходимости лучей. Напряжение параболической формы, образующееся в катодной цепи выходной лампы $Л_1$ вертикальной развертки интегрированием пилообразного напряжения, подается на цепочку из трех параллельно включенных сопротивлений R_1, R_2, R_3, предназначенных для регулировки наклона «параболы» (рис. 536).

Амплитуда напряжения, подаваемого на катушки сходимости, регулируется потенциометрами R_4, R_5, R_3, включенными последовательно с катушками сходимости. Поскольку величина сопротивления потенциометров значительно больше индуктивного сопротивления катушек $L_4 \div L_{10}$, то форма тока в цепях сходимости остается также параболической.

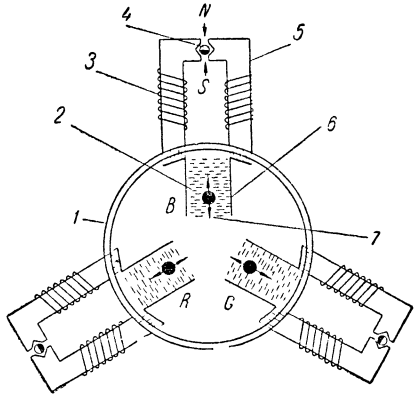


Рис. 534. Схема расположения катушки и магнитов системы сведения лучей:
1 — горло трубки; *2* — магнитный поток; *3* — катушка сходимости; *4* — постоянный магнит; *5* — полюсные наконечники и магниты сводящих катушек; *6* — внутренний полюсный наконечник; *7* — направление движения пучка.

Цепь $L_{10}C_7$ формирует напряжение параболической формы с частотой строчной развертки из отрицательных прямоугольных импульсов, снимаемых со строчного трансформатора (амплитуда импульсов должна быть порядка 200 *в*). Амплитуда строчной параболы регулируется потенциометрами R_7, R_8, R_9. Дроссели L_1, L_2, L_3 являются разделительными для цепей строчной и кадровой сходимостей. Подстроечные конденсаторы C_4, C_5, C_6 предназначены для регулировки фазы тока в цепи горизонтальной сходимости.

Устройство катушки динамической сходимости показано на рис. 537.

Блок формирования сигнала цветности предназначен для выделения боковых полос цветовой поднесущей из полного телевизионного сигнала и восстановления первоначальной цветовой информации.

Один из возможных вариантов блок-схемы приведен на рис. 538. Для выделения модулированной цветовой поднесущей полный телевизионный сигнал с выхода видеодетектора пропускается через полосовой фильтр с полосой пропускания от 3 до 6 *Мгц*. После фильтра поднесущая подводится к двум синхронным детекторам, на выходе которых восстанавливаются сигналы цветности U_{R-Y} и U_{B-Y}. Цветовая поднесущая частота, необходимая для работы синхронных детекторов, восстанавливается при

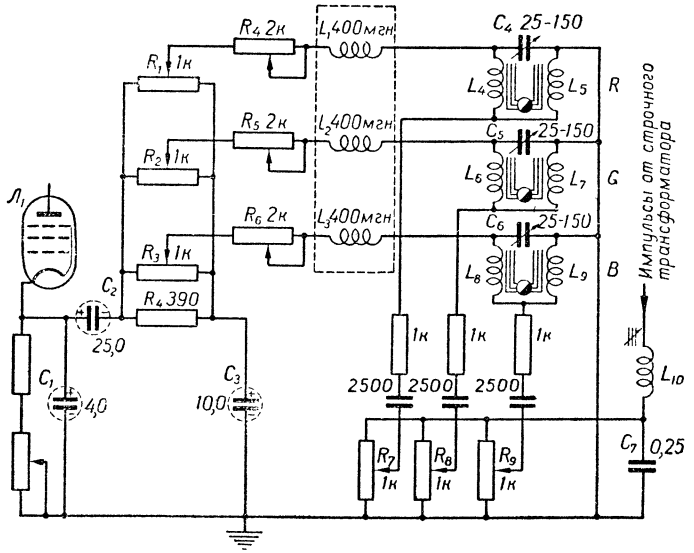


Рис. 535. Схема динамической сходимости лучей.

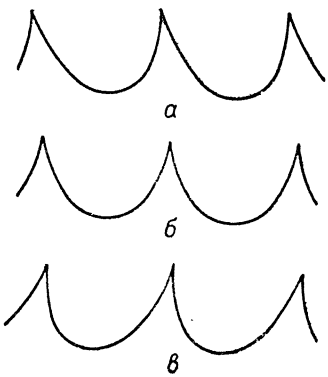


Рис. 536. Осциллограммы напряжения, (*а*, *б*, *в*), подаваемого на катушки сходимости при разных положениях регуляторов наклона «параболы».

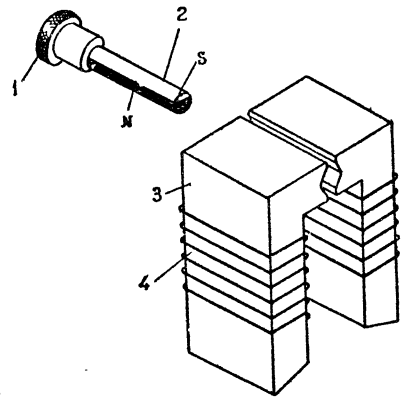


Рис. 537. Устройство катушки сходимости и магнита:

1 — ручка; *2* — магнит; *3* — ферритовый сердечник; *4* — обмотка.

помощи генератора поднесущей. Частота и фаза колебаний генератора поднесущей синхронизируются выделенными сигналами вспышки.

Пересчетная схема из сигналов U_{R-Y} и U_{B-Y} вырабатывает сигнал U_{G-Y}. Каждый из трех разностных цветовых сигналов поступает на катод соответствующего прожектора приемной трубки. Одновременно с выхода видеоусилителя к управляющим электродам всех трех прожекторов подводится сигнал U_Y. Таким образом, управляющие напряжения, являющиеся суммой напряжений, подводимых к катоду и управляющему электроду данного прожектора, оказываются пропорциональными соответственно U_R, U_G и U_B.

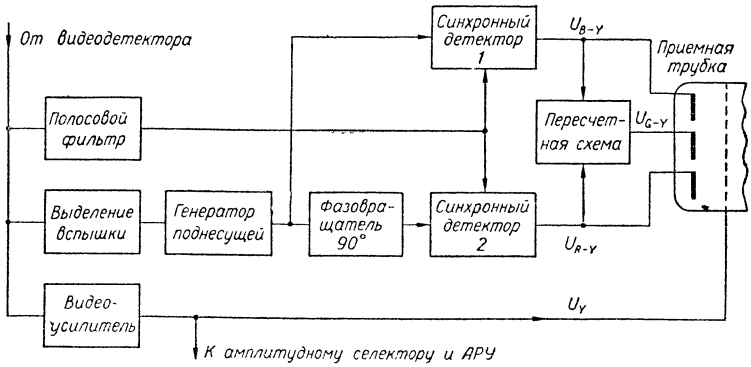


Рис. 538. Блок-схема устройства формирования сигналов цветности с двумя синхронными детекторами.

Для получения разностного сигнала U_{G-Y} из сигналов U_{R-Y} и U_{B-Y} необходимо последние помножить соответственно на коэффициенты 0,571 и 0,138, сложить и взять с обратным знаком, т. е. повернуть фазу суммарного сигнала на 180°, пропустив его, например, через один каскад усиления. Действительно из общего цветового уравнения

$$U_Y = 0{,}33U_R + 0{,}59U_G + 0{,}08U_B$$

легко получить разностные сигналы:

$$U_{R-Y} = U_R - U_Y = 0{,}67U_R - 0{,}59U_G - 0{,}08U_B;$$
$$U_{B-Y} = U_B - U_Y = -0{,}33U_R - 0{,}59U_G + 0{,}92U_B;$$
$$U_{G-Y} = U_G - U_Y = -0{,}33U_R + 0{,}41U_G - 0{,}08U_B.$$

Помножив первое уравнение на 0,571, а второе на 0,138 и почленно сложив их, легко убедиться в том, что

$$0{,}571U_{R-Y} + 0{,}138U_{B-Y} = 0{,}33U_R - 0{,}41U_G + 0{,}08U_B = -U_{G-Y}.$$

Второй способ получения сигнала U_{G-Y} заключается в использовании синхронного детектора, к которому восстановленная поднесущая

частота подводится со сдвигом фазы на 247,5° (рис. 539). Действительно фаза $\varphi_{-(G-Y)}$ вектора $-U_{G-Y}$ определяется из равенства

$$\operatorname{tg}\varphi_{-(G-Y)} = \frac{0{,}571}{0{,}138} = 0{,}413,$$

откуда

$$\varphi_{-(G-Y)} \approx 67{,}5°.$$

Но вектор U_{G-Y} сдвинут относительно вектора $-U_{G-Y}$ на 180°, следовательно,

$$\varphi_{G-Y} = \varphi_{-(G-Y)} + 180° = 247{,}5°.$$

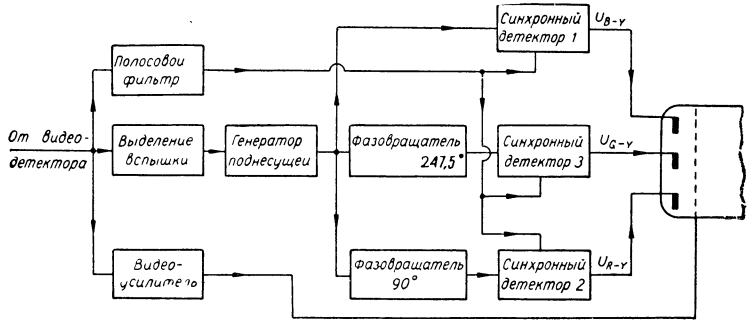


Рис. 539. Блок-схема устройства формирования сигналов цветности с тремя синхронными детекторами.

В рассмотренных схемах совместимость выполняется и при приеме черно-белого телевидения на «цветной» приемник. В этом случае из-за отсутствия сигналов цветности все «цветовые» цепи будут бездействовать и свечение трубки определится сигналом, поданным одновременно на все три прожектора, и так как при одинаковой модуляции всех трех лучей сохраняется баланс белого, изображение на трубке будет черно-белым.

На рис. 540 представлен один из возможных вариантов схемы блока формирования сигналов цветности, соответствующий блок-схеме рис. 538. Сигнал с выхода видеодетектора поступает на вход усилителя сигнала цветности $Л_1$. Усилитель нагружен на полосовой фильтр, образованный индуктивностями L_1, L_2, L_3 и ёмкостями C_1, C_2, C_3. Полоса пропускания фильтра 3—5,8 *Мгц*. Выделенные на выходе этого усилителя боковые полосы цветовой поднесущей дополнительно усиливаются во втором каскаде $Л_2$ и поступают в фазе на управляющие сетки синхронных детекторов $Л_3$, $Л_5$. На пентодные сетки этих ламп подаются из блока цветовой синхронизации напряжения цветовой поднесущей, сдвинутые на 90° одно относительно другого.

Разностные сигналы U_{R-Y} и U_{B-Y}, получаемые на выходе синхронных детекторов, подаются непосредственно на управляющие электроды трехлучевого кинескопа. Для образования сигнала U_{G-Y} из U_{R-Y} и U_{B-Y}

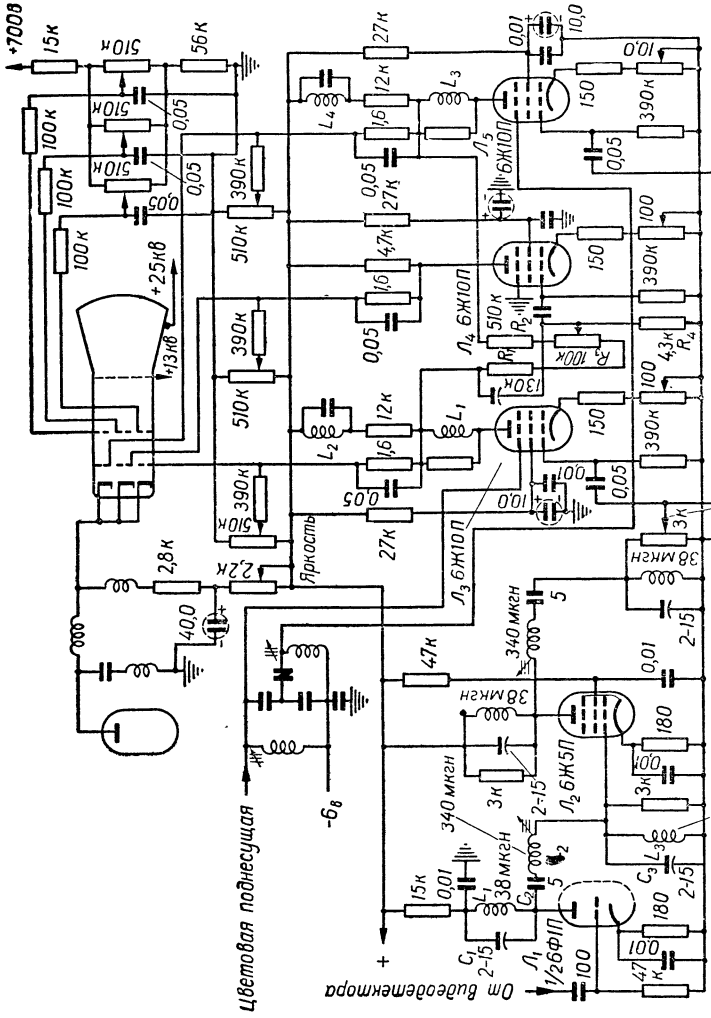


Рис. 540. Один из вариантов схемы формирования сигналов цветности

используется простейшая цепочка из сопротивлений R_1, R_2, R_3, R_4 и один каскад усиления на лампе $Л_4$, на выходе которого получается сигнал U_{G-Y} положительной полярности.

Для образования сигнала U_{G-Y} может быть использована схема с тремя синхронными детекторами. Она отличается от схемы, приведенной на рис. 540, тем, что на лампе $Л_4$ собирается не усилитель, а синхронный детектор, аналогичный детекторам на лампах $Л_3$ и $Л_5$, но на пентодную сетку $Л_4$ подается напряжение цветовой поднесущей со сдвигом по фазе 247,5°.

Рассмотренные схемы формирования и усиления сигналов цветовой синхронизации предусматривают непосредственную связь по постоянному току анодных цепей синхронных детекторов с управляющими электродами трубки. Однако в некоторых схемах применяются дополнительные каскады, предназначенные для усиления сигналов цветности на выходе синхронных детекторов.

Переходные емкости в схемах этих усилителей приводят к потере средней составляющей, поэтому необходимо ее восстановление в цепи управляющих электродов кинескопа.

В приемнике черно-белого телевидения отсутствие схемы восстановления средней составляющей приводит лишь к потере истинной (абсолютной) яркости изображения, что иногда допускается, так как глаз более чувствителен к относительному контрасту изображения.

В приемниках цветного телевидения влияние схемы восстановления средней составляющей на качество изображения более существенно. Это обусловлено тем, что качество воспроизводимых цветов определяется совместно яркостью, цветовым тоном и насыщенностью. Поэтому, если поддерживать цветовой тон и насыщенность постоянными, а яркость изменять, то глаз будет воспринимать это как изменение цвета.

Схемы восстановления средней составляющей в приемниках цветного телевидения по принципу работы такие же, как в приемниках черно-белого телевидения. Средняя составляющая обычно восстанавливается непосредственно в цепи управляющих сеток кинескопа, что обеспечивает большую стабильность работы схемы, так как на этом участке тракта подавлена вспышка цветовой поднесущей частоты.

Блок цветовой синхронизации предназначен для восстановления в приемнике цветовой поднесущей соответствующей частоты и фазы. Один из способов восстановления цветовой поднесущей заключается в использовании схемы автоматической подстройки фазы стабилизированного кварцем местного гетеродина по сигналу вспышки цветовой поднесущей.

На рис. 541 приведена блок-схема такого устройства. Включенный на входе блока цветовой синхронизации усилитель вспышки нормально заперт и отпирается только на время обратного хода строчной развертки для пропускания вспышки цветовой поднесущей (такой усилитель называется стробируемым). С выхода усилителя вспышки сигнал поступает на диодный фазовый детектор, где сравнивается с частотой и фазой местного кварцевого генератора поднесущей. Напряжение этого генератора поступает на фазовый детектор через усилитель фазирования цвета. При любом рассогласовании фаз в точке A возникает управляющее напряжение на сетке реактивной лампы, которая изменяет частоту настройки контура кварцевого генератора.

В схеме предусмотрены регулировка баланса схемы АПФ и регулировка фазы генератора цветовой поднесущей в пределах около 150°. Последняя регулировка обычно выводится на переднюю панель приемника и пред-

назначается для компенсации возможных фазовых сдвигов в цепях цветовой синхронизации.

В схеме предусмотрен каскад — выключатель канала цветности, устраняющий возможность прохождения сигналов поднесущей в блок формирования цветности при приеме черно-белых изображений. При отсутствии

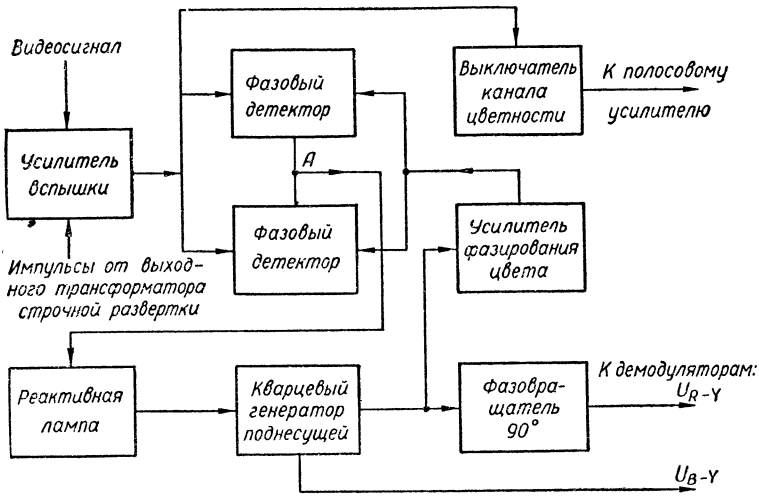


Рис. 541. Блок-схема канала цветовой синхронизации, в которой используется принцип автоподстройки частоты и фазы местного генератора поднесущей по сигналу вспышки цветовой поднесущей.

сигналов цветности (вспышки) в этом каскаде вырабатывается отрицательное напряжение, запирающее полосовой усилитель в схеме формирования сигналов цветности.

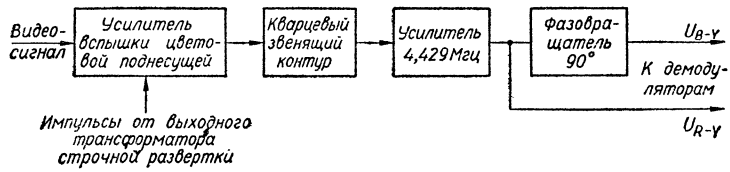


Рис. 542. Блок-схема канала цветовой синхронизации со звенящим кварцевым контуром.

Другой способ получения напряжения цветовой поднесущей в приемнике заключается в использовании кварцевого звенящего контура, возбуждаемого в начале каждой строки вспышкой цветовой поднесущей (рис. 542).

Вследствие высокой добротности кварцевого контура амплитуда соб-

ственных колебаний в нем за время одной строки, т. е. до прихода следующего импульса вспышки, почти не уменьшается.

На рис. 543 приведена схема канала цветовой синхронизации со звенящим контуром. На лампе $Л_1$ собран стробируемый усилитель цветовой поднесущей. Генератор со звенящим контуром и усилитель собраны на лампе $Л_2$.

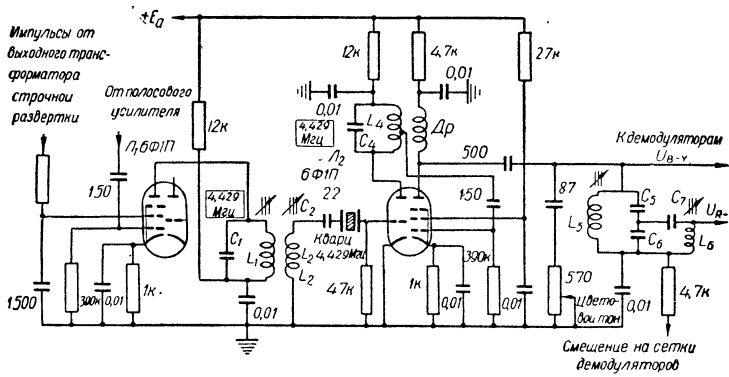


Рис. 543. Схема канала цветовой синхронизации со звенящим контуром.

Получение двух напряжений цветовой поднесущей, сдвинутых одно относительно другого на 90°, обеспечивается фазосдвигающей цепочкой, принцип работы которой заключается в следующем: напряжение с анода усилителя цветовой поднесущей подается на индуктивность L_5 и одновременно поступает в цепь демодулятора сигнала U_{B-Y}. Это же напряжение приложено к двум последовательно соединенным конденсаторам C_5 и C_6 и делится обратно пропорционально величинам их емкостей.

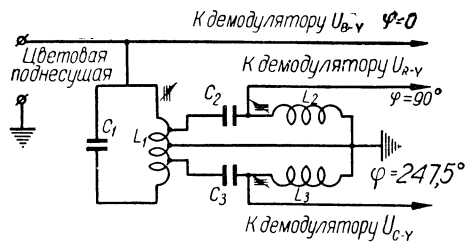


Рис. 544. Схема фазовращателя, обеспечивающая сдвиг фаз 90 и 247,5°.

К емкости C_6 подключен последовательный контур C_7L_6. На резонансной частоте сопротивление контура активное, поэтому ток в контуре и напряжение на C_6 будут совпадать по фазе. В то же время напряжение, снимаемое с индуктивности, будет опережать по фазе ток контура на 90°. Следовательно, оно будет опережать на 90° и напряжение, снимаемое на демодулятор сигнала U_{B-Y}. Амплитуда напряжения на L_6 будет в Q раз больше (где Q — качество контура L_6C_7) напряжения на C_6. Исходя из этого, может быть выбран необходимый коэффициент деления емкостного делителя.

Для регулировки цветового тона в небольших пределах применяется RC-цепочка, включенная параллельно контуру $L_6C_5C_6$. При изменении сопротивления этой цепочки изменяется фаза цветовой поднесущей.

На рис. 544 приведена схема фазовращателя, позволяющего получить сдвиг фаз на 90 и 247,5°. Сдвиг фаз на 90° получается так же, как и в схеме, изображенной на рис. 543, только вместо емкостного делителя используется индуктивный. Для получения сдвига на 247,5° заземляется средняя точка индуктивности L_1. Напряжение на цепочку L_3C_3 снимается со второй половины индуктивности L_1, поэтому оказывается сдвинутым по фазе на 180° относительно напряжения, снимаемого в цепь демодулятора U_{B-Y}. Дополнительно фаза сдвигается на 67,5° цепочкой L_3C_3, несколько расстроенной относительно частоты цветовой поднесущей.

Настройка приемников цветного телевидения

Для настройки приемников цветного телевидения используется сигнал изображения цветных полос. Этот сигнал может передаваться с телецентра либо вырабатываться специальным генератором цветных полос. Рассмотрим образование телевизионного сигнала при передаче изображения насыщенных цветных полос (рис. 545). При передаче черного цвета сигналы от всех трех передающих трубок равны нулю. При передаче синего сигнала R и G равны нулю, а $B = 1$ и т. д.

Таким образом, формы сигналов для различных передающих трубок имеют вид прямоугольных импульсов с периодом, равным длительности строки T_c, для зеленой трубки (рис. 545,*б*), $2T_c$ для красной (рис. 545,*в*) и $2T_c$ для синей

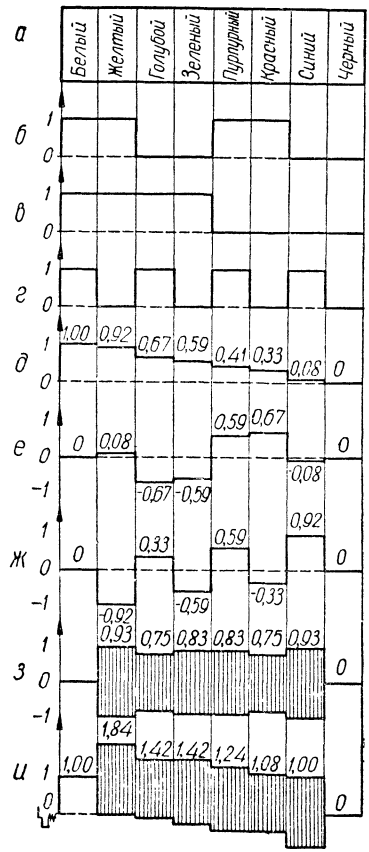


Рис. 545. Диаграмма, иллюстрирующая образование сигнала цветных полос:

а — передаваемый цвет; *б* — сигнал U_R; *в* — сигнал U_G; *г* — сигнал U_B; *д* — яркостный сигнал U_Y; *е* — сигнал U_{R-Y}; *ж* — сигнал U_{B-Y}; *з* — цветовая поднесущая, модулированная результирующим сигналом

$$U_p = \sqrt{U^2_{R-Y} + U^2_{B-Y}};$$

и — полный сигнал модуляции $U_p + U_Y$.

(рис. 545,*г*). Яркостный сигнал, получаемый суммированием в определенном соотношении сигналов U_R, U_G, U_B, имеет вид ступенчатой кривой (рис. 545,*д*).

Вычитая яркостный сигнал из красного и синего, получают разностные сигналы U_{R-Y} (рис. 545,*е*) и U_{B-Y} (рис. 545,*ж*). Складывая эти сигналы в квадратуре, получим амплитуду модулированной цветовой поднесущей (рис. 545,*з*). Последняя, будучи сложена с яркостным сигналом, дает полный сигнал цветного телевидения, показанный на рис. 545,*и*, совместно с синхронизирующим импульсом.

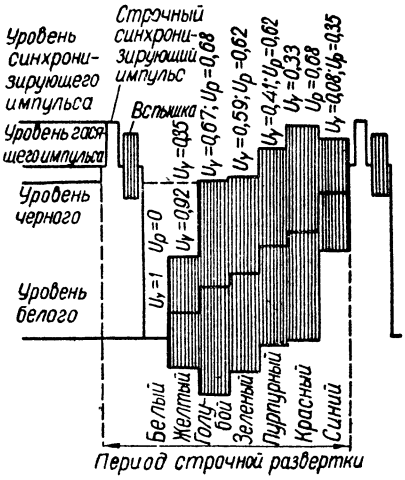


Рис. 546. Форма телевизионного сигнала при передаче изображения цветных полос.

Некоторые участки сигнала превышают уровень белого, а другие находятся ниже уровня черного. В частности, желтый почти вдвое перекрывает уровень белого, а синий превышает уровень вершин синхронизирующих импульсов. При этом значительная часть сигналов синего, желтого и других цветов срезается в приемнике, что приводит к уменьшению насыщенности этих цветов.

Кроме того, части сигналов, превышающие уровень черного, влияют на цепи синхронизации. В связи с этим величины векторов U_{R-Y} и U_{B-Y} принято передавать с уменьшенной амплитудой, так чтобы максимальный сигнал, соответствующий передаче насыщенных тонов, не превышал уровень черного больше чем на 33%. Это вполне допустимо, так как насыщенные цвета в реальных изображениях встречаются очень редко.

Полный телевизионный сигнал с уменьшенными компонентами U_{R-Y} и U_{B-Y} приведен на рис. 546.

Настройку и регулировку приемника цветного телевидения целесообразно разделить на три этапа:

1. Настройка узлов цветного приемника, аналогичных узлам приемника черно-белого телевидения.
2. Получение черно-белого изображения на «цветной» трубке.
3. Настройка цветных узлов приемника.

Сначала настраивается входное устройство УПЧ, канал приемника звукового сопровождения, видеоусилитель, цепи разверток и синхронизации. При этом узлы, специфические для «цветного» приемника «отключаются. Вместо «цветной» трубки целесообразно установить обычную черно-белую» трубку и добиться на ней качественного изображения.

При настройке УПЧ и видеоусилителя следует обратить внимание на получение хорошей режекции на несущей частоте звукового сопровождения, а также на получение частотной характеристики яркостного канала видеоусилителя, соответствующей рис. 547.

Крутой срез либо провал в частотной характеристике видеоусилителя достигается применением режекторного контура, настроенного на частоту цветовой поднесущей.

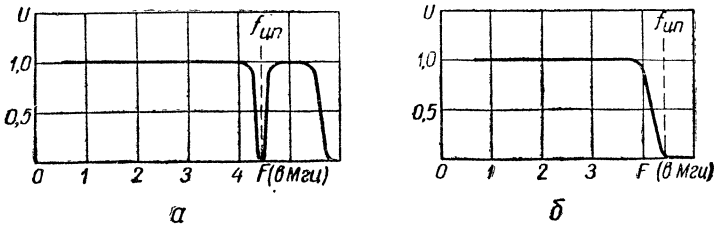


Рис. 547. Частотная характеристика яркостного канала видеоусилителя:

а — с провалом на частоте цветовой поднесущей, *б* — сокращенная до 4 *Мгц*.

После того, как получено хорошее изображение на «черно-белой» трубке, можно перейти к регулировке «цветной» трубки. В первую очередь необходимо добиться однородности свечения экрана трубки. На однородность свечения экрана влияют: цепи статической и динамической сходимости, катушки однородности цвета, напряжения на электродах прожекторов. Для определения однородности свечения устанавливают ручку контрастности изображения на минимальный уровень сигнала, ручку регулировки яркости на максимум. Отключая поочередно два луча из трех, например, уменьшением ускоряющих напряжений на двух прожекторах, добиваются получения однородного по всему экрану красного растра, затем, аналогично, синего и зеленого.

После этого включаются три луча и постоянными магнитами, регулирующими статистическую сходимость, добиваются совмещения лучей. При этом должна получиться белая точка в центре экрана.

Следующей ступенью регулировки является установка динамической сходимости, в результате которой необходимо добиться, чтобы три луча сходились не только в центре экрана, но и на краях. Работа эта очень кропотлива и может быть существенно облегчена применением специальных генераторов цветных точек.

На заключительном этапе этой регулировки надо получить хорошее черно-белое изображение на «цветной» трубке. Это следует сделать при нескольких значениях яркости изображения с тем, чтобы получить неокрашенный растр во всем диапазоне регулировки яркости.

После этого надо настроить «цветные» узлы телевизора. Это удобнее всего сделать при помощи сигналов цветных полос, получаемых непосредственно от передатчика либо от специального генератора.

При регулировке «цветного» телевизора надо иметь в виду, что может возникнуть необходимость в подаче разного уровня сигнала яркости на управляющие электроды R, G, B, так как световая отдача цветных люминофоров неодинакова.

ГЛАВА XIII

МАГНИТНАЯ ЗАПИСЬ ЗВУКА

§ 1. ПРИНЦИП МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЗВУКА

Магнитная запись звука основана на свойстве ферромагнитных тел намагничиваться при воздействии на них магнитного поля и сохранять остаточное намагничивание по выходе из этого поля.

В качестве звуконосителя (материала, на котором производится запись звука) в настоящее время применяется лента, покрытая ферромагнитным составом, и стальная проволока. Звуконоситель движется с равномерной скоростью через участок с переменным магнитным полем, изменяющимся по закону звукового сигнала. В результате в звуконосителе возникает изменяющееся вдоль его длины остаточное намагничивание — магнитная запись или фонограмма. Переменное магнитное поле создается в зазоре магнитной записывающей головки, представляющей незамкнутый ферромагнитный сердечник с обмоткой. По обмотке проходит переменный ток звуковой частоты, поступающий от усилителя записи. Этот усилитель предназначен для усиления напряжения звуковой частоты, подающегося от микрофона.

Принцип воспроизведения сигнала с магнитной фонограммы заключается в следующем: звуконоситель с равномерной скоростью (равной скорости записи) продвигается около воспроизводящей головки. Магнитные силовые линии внешнего магнитного поля звуконосителя пересекают обмотку воспроизводящей головки, благодаря чему в ней индуктируется э. д. с., которая и передает записанный сигнал.

Для уменьшения нелинейных искажений при записи, обусловленных нелинейностью характеристики намагничивания звуконосителя, рабочую точку выбирают на боковой ветви петли гистерезиса, которая имеет более крутой протяженный участок, чем начальная кривая намагничивания (см. § 9 гл. III).

Для правильного выбора рабочей точки нужно подмагничивать звуконоситель постоянным током либо током ультразвуковой частоты.

При подмагничивании постоянным током звуконоситель предварительно намагничивается до насыщения, а в обмотку записывающей головки наряду со звуковым током подается постоянный ток. Величина и направление тока подмагничивания (смещения) выбираются такими, чтобы рабочая точка была в центре прямолинейного участка боковой кривой петли гистерезиса.

При магнитной записи звука с ультразвуковым подмагничиванием используется звуконоситель, предварительно полностью размагниченный

поступающим в обмотку стирающей головки переменным током ультразвуковой частоты. Этот способ стирания магнитной записи и подготовки звуконосителя к новой записи основан на физическом явлении размагничивания ферромагнитных тел при помещении их в достаточно сильное переменное магнитное поле с амплитудой, постепенно уменьшающейся до нуля.

Для обычных по конструкции стирающей и записывающей головок при скорости звуконосителя 38,1 *см/сек* частота стирающего тока должна быть не менее 40 *кгц*. При больших скоростях частота стирающего и подмагничивающего тока должна быть соответственно выше.

В настоящее время применяется система записи с ультразвуковым подмагничиванием, обеспечивающая более высокое качество записи.

§ 2. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЗВУКА

Качество системы магнитной записи и воспроизведения характеризуется отдачей магнитной фонограммы (записи на пленке), величиной частотных и нелинейных искажений и уровнем помех, приводящих к ограничению передаваемого динамического диапазона.

Частотные искажения обусловлены несовершенством конструкции магнитных головок и свойствами звуконосителя. Они могут быть выражены в форме частотной характеристики звукопередачи.

Частотная характеристика звукопередачи — это зависимость э. д. с. воспроизводящей головки от частоты звукового сигнала при постоянной величине тока в записывающей головке. Она представлена на рис. 548 (кривая *а*). На этом же рисунке приведена совместная частотная характеристика усилителей записи и воспроизведения, необходимая для коррекции частотных искажений (кривая *б*). Обычно коррекция высоких частот в максимально допустимой мере производится в процессе записи (кривая *в*), а коррекция низких частот осуществляется исключительно в процессе воспроизведения (кривая *г*).

Частотная характеристика сквозного канала запись-воспроизведение — зависимость напряжения на выходе усилителя воспроизведения от частоты при постоянном напряжении на входе усилителя записи.

Нелинейные искажения в системе магнитной записи и воспроизведения звука обусловлены следующими факторами: 1) нелинейностью кривых намагничивания звуконосителя, а также неправильным выбором величины (уровня) подмагничивания; 2) нелинейностью кривых намагничивания сердечников головок; 3) непостоянством и различием скоростей звуконосителя при записи и воспроизведении.

При записи и воспроизведении сигнала с магнитной фонограммы наряду с искажениями возникают также помехи в форме наводок и шумов.

Наводки проявляются в виде фона. Они обусловлены в основном сетью переменного тока (магнитные поля рассеяния трансформаторов питания и электродвигателей). Для уменьшения влияния наводок воспроизводящая, записывающая, а иногда и стирающая головки экранируются. Особенно важное значение имеет экранировка воспроизводящей головки.

Кроме фона, могут возникать шумы, воспринимаемые ухом как потрескивания и шорохи. Шумы возникают главным образом в усилителях, но иногда обусловлены и звуконосителем.

Детонация — искажения, обусловленные непостоянством скорости движения звуконосителя при записи или при воспроизведении. При мед-

ленных изменениях скорости звук «плавает», при быстрых — появляется «хрипение».

Величины детонации выражаются коэффициентом детонации — относительным отклонением скорости от номинальной.

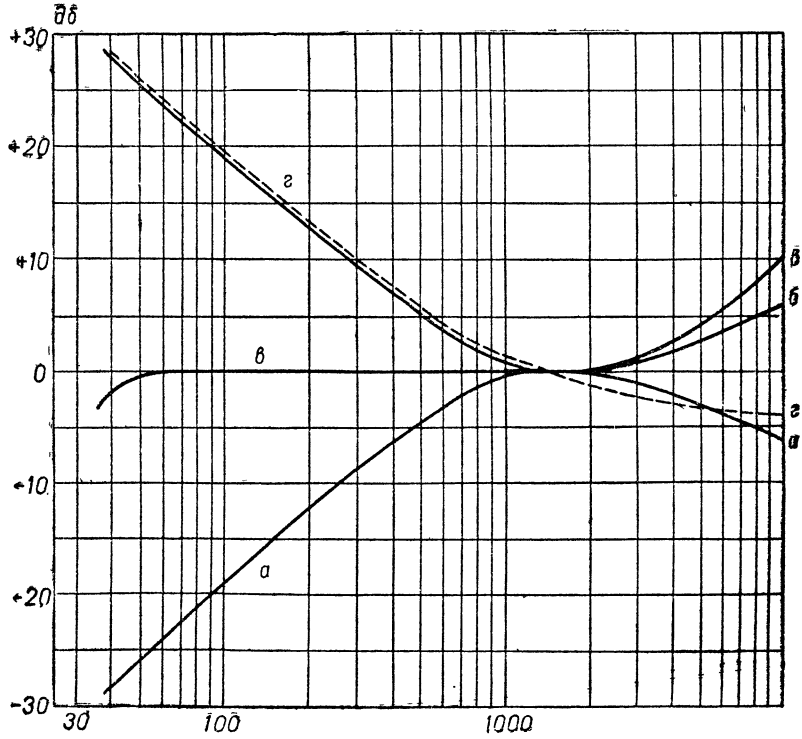


Рис. 548. Частотные характеристики системы магнитной записи звука.

Копир-эффект заключается в том, что отдельные витки ферромагнитной ленты, соприкасаясь в рулоне, взаимно намагничиваются. Копир-эффект является основным недостатком магнитной записи.

§ 3. МАГНИТНЫЕ ЗВУКОНОСИТЕЛИ

В качестве звуконосителя можно использовать: стальную ленту или проволоку; ленту с основой из ацетилцеллюлозы или целлофана, покрытую ферромагнитным слоем; бумажную ленту с магнитным слоем; ленту из искусственных смол, содержащих ферромагнитное вещество.

Запись на стальной проволоке или ленте применяется редко вследствие быстрого износа головок, значительной стоимости звуконосителя,

трудности монтажа записи и т. п. Кроме того, при такой записи не удается получить достаточных частотного и динамического диапазонов. Значительно лучшие результаты дают пленочные звуконосители.

Недостатком пленочных звуконосителей по сравнению со стальными лентами является меньшая чувствительность, что приходится компенсировать бо́льшим усилением в тракте записи и воспроизведения.

По структурному строению магнитные ленты разделяются на однослойные и двухслойные. В однослойных лентах частицы ферромагнитного порошка равномерно распределены по всему сечению. В двухслойных — рабочий ферромагнитный слой нанесен на тонкую основу из ацетилцеллюлозы. В СССР в настоящее время изготовляются только двухслойные ленты.

Механические свойства магнитных лент в значительной мере определяют их качество и возможность применения.

Ширина ленты определяет емкость записи. В СССР согласно ГОСТ 8303—57 установлена ширина магнитных лент 6,35—0,1 *мм*. Для синхронной записи в кинематографии применяется перфорированная ферромагнитная лента шириной 35 и 17,5 *мм*.

Ширина ленты должна быть постоянной по всей ее длине, иначе возникают поперечные перемещения ленты во время движения возле головок. Это приводит к уменьшению амплитуды сигнала при воспроизведении высоких частот и появлению паразитной амплитудной модуляции.

Толщина ленты определяет ее прочность и требуемый объем ленты для данного времени записи. В настоящее время выпускаются так называемые долгоиграющие ленты, у которых толщина основы вдвое меньше толщины обычных лент.

Толщина ферромагнитного (рабочего) слоя ленты определяет ее электроакустические показатели. При увеличении толщины рабочего слоя пропорционально возрастает остаточный магнитный поток, т. е. чувствительность ленты, однако ухудшается частотная характеристика.

Качество поверхности магнитной ленты определяет ее электроакустические показатели и интенсивность износа магнитных головок. Следствием шероховатости поверхности лент являются шумы при записи и воспроизведении. Кроме того, при многократном воспроизведении одной и той же фонограммы отдача ее падает, особенно, если на ленте записаны высокие частоты. Это приводит к частотным искажениям.

Для улучшения поверхности магнитных лент их полируют.

Прочность ленты характеризуется нагрузкой, разрывающей ленту.

Растяжение ленты характеризуется относительным удлинением при определенной нагрузке (обычно 1 *кг*). Растяжение ленты является одной из причин детонаций.

Жесткость ленты определяет ее способность плавно огибать поверхность магнитных головок у зазоров, что необходимо при записи и воспроизведении высоких частот.

Механические свойства магнитных лент в большой степени зависят от температуры и влажности окружающей среды.

Электроакустические характеристики магнитных лент.

Чувствительность магнитной ленты характеризуется ее отдачей, т. е. внешним остаточным магнитным потоком, соответствующим определенному значению напряженности магнитного поля при записи. Обычно измеряют относительную чувствительность, представ-

ляющую собой отношение чувствительности данной ленты к чувствительности типовой ленты. В качестве типовой применяется: для лент типа 1 и типа 1Б лента, имеющая электроакустические показатели ленты типа С фабрики АГФА полива № 541056; для ленты типа 2 — лента, имеющая электроакустические показатели ленты типа СН фабрики АГФА полива № 545200.

Чувствительность ленты сильно зависит от напряженности поля подмагничивания сверхзвуковой частоты и максимальна при определенном ее значении.

Частотная характеристика ленты — зависимость ее чувствительности от частоты звукового сигнала. Обычно измеряется отношение чувствительности на частоте 10 000 *гц* к чувствительности на частоте 1000 *гц*.

Относительный уровень шумов ленты — отношение максимального полезного остаточного магнитного потока, т. е. остаточного потока, при котором нелинейные искажения не превышают допустимой величины, к потоку шума. Максимальный полезный остаточный магнитный поток для лент типа 1 и типа 1Б равен 0,1 *мкс*, для ленты типа 2—0,16 *мкс*.

Стираемость (размагничиваемость) ленты — отношение максимального остаточного магнитного потока записанного сигнала к остаточному магнитному потоку после стирания.

Уровень копир-эффекта — отношение магнитного потока скопированного сигнала к магнитному потоку записанного сигнала.

Нелинейные искажения, вносимые магнитной лентой, определяются нелинейностью кривой зависимости остаточного магнитного потока от напряженности магнитного поля в зазоре записывающей головки. Обычно нелинейные искажения, вносимые магнитной лентой, оцениваются отношением амплитуды максимального остаточного магнитного потока к амплитуде третьей гармоники этого потока.

Типы магнитных лент. Промышленностью выпускаются магнитные ленты следующих типов: типа 1 — для профессиональных магнитофонов со скоростью движения ленты 76,2 *см/сек*, типа 1Б — для любительских магнитофонов и типа 2 — для профессиональных и массовых магнитофонов (МЭЗ-15, «Днепр», «Яуза», УМП-2, МП-2 и др.) со скоростями 38,1; 19,05 и 9,53 *см/сек*. Ленты типа 1 и 2 соответственно аналогичны зарубежным (ГДР) лентам типов С и СН.

Основные показатели магнитных лент приведены в табл. 131.

Измерительные ленты (тест-фильмы) содержат специальные записи и предназначены для проверки качественных показателей магнитофонов. При испытании магнитофонов со скоростью движения ленты 76,2 *см/сек* должны применяться ленты типа РТ-76; для 38,1 *см/сек* — РТ-38; для 19,05 *см/сек* — РТ-19; для 9,53 *см/сек* — РТ-9.

Измерительная лента каждого типа состоит из четырех частей. Часть с индексом «У» содержит запись так называемого установочного уровня и предназначена для измерения усиления канала воспроизведения. Установочный уровень для ленты типа РТ-76 соответствует эффективному значению остаточного магнитного потока 0,05 *мкс*, для остальных измерительных лент — 0,08 *мкс*. Частота записи установочного уровня для лент типов РТ-76, РТ-38, РТ-19 равна 400 *гц*, для ленты типа РТ-9 — 200 *гц*.

Часть с индексом «Ч» предназначена для проверки положения рабочих щелей головок по отношению к направлению движения ленты

Таблица 131

Основные характеристики магнитных лент

Характеристики	Тип ленты		
	1	1Б	2
Электроакустические			
Относительная чувствительность (в *дб*)	±2	±4	—(2,5 ÷ 3)
Неравномерность чувствительности на частоте 1000 *гц* в пределах одного рулона (в *дб*)	±2	±2,5	±2
Отношение чувствительности на частоте 10 000 *гц* к чувствительности на частоте 1000 *гц* (в *дб*)	+2 —3	+2 —3,5	—(5 ÷ 6) [1]
Относительный уровень шумов размагниченной ленты (в *дб*)	63	62	—
Стираемость (в *дб*)	70	68	78
Уровень копир-эффекта (в *дб*), не менее	—47	—45	—45
Нелинейные искажения (в *дб*)	33	28	35
Механические			
Ширина ленты (в *мм*)	6,35±0,1	6,35±0,1	6,35±0,1
Толщина ленты (в *мк*)	50—60	50—62	40—45
Толщина рабочего слоя (в *мк*)	10—20	10—20	15—20
Разрывная нагрузка (в *кг*), не менее	2,4	2,3	2,4
Относительное удлинение при нагрузке 1 *кг* (в процентах)	1,5	1,5	1,5
Длина ленты в рулоне (в *м*)	1000	1000; 90; 120; 520	1000; 500

и измерения частотной характеристики канала воспроизведения. Эта часть содержит запись частот 30, 60, 125, 250, 400, 1000, 2000, 4000, 6000, 8000, 10 000, 12 000 и 15 000 *гц* (на ленте РТ-19 нет записи частоты 15 000 *гц*). Уровни записи отдельных частот выбраны такими, чтобы при воспроизведении измерительной ленты в стандартном канале воспроизведения (см. § 8) обеспечивалась линейная частотная характеристика выходного напряжения.

Часть с индексом «Д» содержит запись частоты 3000 *гц*, выполненную на специальном магнитофоне, и предназначена для измерения коэффициента детонации.

Часть с индексом «С» предназначена для измерения частотных характеристик сквозного канала запись-воспроизведение магнитофона и содержит так называемую типовую ленту с электроакустическими показателями, средними для ленты данного типа.

[1]) Относительно частоты 400 *гц*.

Размагничивание ленты (стирание записи) можно производить стирающей головкой в процессе записи либо специальным электромагнитом, питающимся от сети переменного тока, перед записью. Второй способ часто применяется для размагничивания ленты, предназначенной для записи на магнитофонах с питанием от батарей.

Эффективность размагничивания зависит от конструкции стирающей головки, типа ленты, условий ее хранения после записи и промежутка времени между записью и стиранием. Непосредственно после записи лента размагничивается лучше, чем через некоторое время. При повторном размагничивании ослабляется уровень только старой записи.

Хранить ленты следует в сухом помещении с температурой 10—20°. Очень вредно для ленты продолжительное воздействие температуры выше 30°, так как основа ленты высыхает, делается хрупкой и рвется. При воздействии влаги лента коробится.

Ленту с записью надо беречь от воздействия сильных магнитных полей; нельзя класть ее на трансформаторы и электродвигатели, находящиеся под током, на динамические микрофоны и громкоговорители.

Склеивают ленты специальным клеем, состоящим из уксусной кислоты (23 *см*³), ацетона (64 *см*³) и бутилацетата (13 *см*³). Концы ленты перед склейкой следует обрезать под углом 45° хорошо размагниченными ножницами.

§ 4. ДВУХДОРОЖЕЧНАЯ МАГНИТНАЯ ЗАПИСЬ ЗВУКА

Сущность двухдорожечной записи заключается в том, что на ленту (по ее длине) наносится не одна магнитная фонограмма, как обычно, а две. Эти фонограммы (магнитные звуковые дорожки) располагаются рядом и идут параллельно. Ширина каждой из звуковых дорожек берется немного меньше половины ширины ленты, так как между дорожками должен быть зазор.

При двухдорожечной записи на ленту наносится сначала одна магнитная фонограмма (обычно на нижней половине ленты — от начала к концу рулона), а затем параллельная ей вторая (на верхней половине ленты — от конца к началу рулона). Нанесенные на ленту фонограммы могут быть воспроизведены в любой последовательности необходимое число раз. Обычно запись на дорожке № 2 составляет продолжение записи на дорожке № 1, так что после записи или воспроизведения дорожки № 1 производится запись или воспроизведение дорожки № 2.

Основные преимущества двухдорожечной системы записи:

1. Длительность записи и, следовательно, воспроизведения удваивается.

2. Устраняется процесс перемотки ленты, поэтому конструкция лентопротяжных механизмов может быть упрощена (отсутствие мотора перемотки, рычажных переключений и пр.).

3. Двухдорожечные магнитофоны можно использовать для стереофонической записи звука.

Способы осуществления двухдорожечной записи. В простейшем случае двухдорожечная запись может быть осуществлена с обычными головками при специальной их установке (по высоте) относительно ленты. В двухдорожечных магнитофонах могут применяться как три головки (записывающая, воспроизводящая и стирающая), так и две (универсальная и стирающая).

На рис. 549 показано взаимное расположение головок относительно звуковых дорожек, используемое в различных двухдорожечных магнито-

фонах. Рис. 549,*а* соответствует двухканальной стереофонической записи, когда одновременно записываются (и воспроизводятся) обе звуковые дорожки $Д_1$ и $Д_2$. Стирающие головки *ГС* включаются при записи одновременно, универсальные головки *ГУ* переключаются на запись или воспроизведение также одновременно. Лента *Л* протягивается во время рабочего цикла только в одну сторону и перед новым использованием должна перематываться

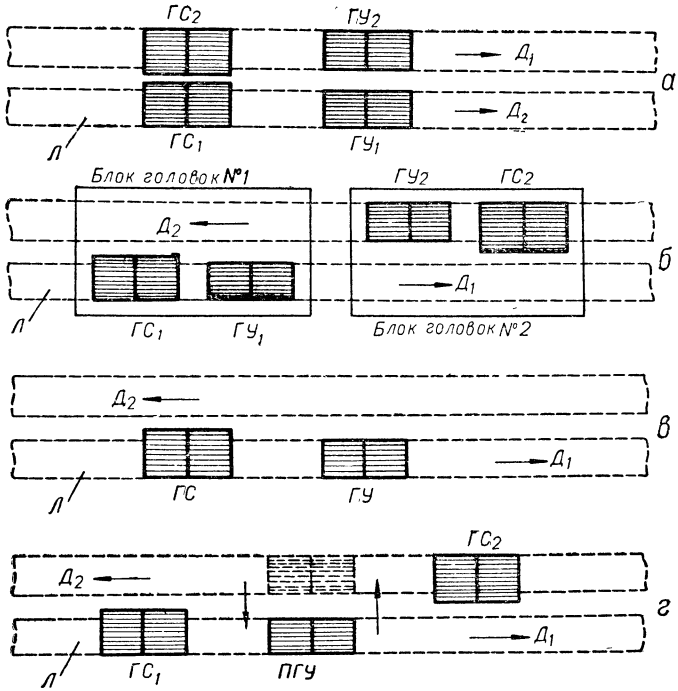


Рис. 549. Способы осуществления двухдорожечной записи.

Рис. 549,*б* иллюстрирует систему с двумя отдельными блоками головок, из которых один работает при прямом ходе ленты, а другой — при обратном. Во время рабочего цикла лента *Л* перемещается реверсивным двигателем сначала слева направо, а затем справа налево.

Коммутация блоков (переход с дорожки на дорожку) и коммутация внутри блоков (запись-воспроизведение) производится многоплатным переключателем, имеющим следующие положения: *1*) запись слева направо, *2*) воспроизведение слева направо, *3*) двигатель выключен, *4*) воспроизведение справа налево, *5*) запись справа налево. Оба блока головок совершенно одинаковы по конструкции, но обратны по монтажу на плате лентопротяжного механизма (один блок перевернут относительно другого).

Рис. 549, *в* соответствует системе с перевертыванием кассет. Здесь после записи или воспроизведения дорожки $Д_1$ принимающая кассета с лентой переворачивается и ставится на место подающей кассеты. После этой операции лента оказывается готовой к записи или воспроизведению по дорожке $Д_2$. Эта система используется в магнитофонах-приставках МП-1, МП-2, «Волна», в магнитофонах «Днепр-9», «Днепр-10», «Днепр-11», «Мелодия», «Яуза», а также почти во всех любительских двухдорожечных магнитофонах.

Рис. 549,*г* иллюстрирует специальную систему двухдорожечной записи с использованием перекидной универсальной головки (ПГУ). Эта головка автоматически устанавливается рычагом, связанным с переключателем направления движения, или электромагнитом на уровне рабочей дорожки в зависимости от направления движения ленты. В лентопротяжном механизме применяется реверсивный электродвигатель. Стирающие головки $ГС_1$ или $ГС_2$ включаются (при записи) соответственно направлению движения ленты. Перекидная универсальная головка может быть заменена сдвоенной (двухэтажной) универсальной головкой, обмотки которой переключаются в зависимости от направления движения ленты.

В двухдорожечных магнитофонах можно применять механизмы с автоматической сменой направления хода ленты. Такой магнитофон должен иметь реверсивный электродвигатель. Переключение концов обмотки статора электродвигателя и перемещение по высоте (с дорожки на дорожку) универсальной головки, а также включение соответствующей стирающей головки осуществляются с помощью реле и возвратного электромагнита. Управляющий импульс подается к реле и электромагниту через пластинчатый выключатель с эластичными контактами, замыкаемыми полосками фольги, прикрепленными к ленте в 2—3 *м* от концов рулона. Длина полосок должна быть около 3 *см*, ширина — 6,35 *мм*. Пластинчатый выключатель состоит из двух изолированных пружинящих пластинок, соприкасающихся с тыльной стороной ленты. Он монтируется на плате лентопротяжного механизма.

Взаимовлияние магнитных звуковых дорожек, если оно окажется сильным, обнаруживается в том, что при воспроизведении записи, сделанной на одной из дорожек, прослушиваются сигналы, записанные на другой дорожке. Магнитное взаимовлияние между дорожками возрастает с повышением скорости движения ленты и с уменьшением частоты записываемых колебаний. На высших звуковых частотах (5—10 *кгц*) оно практически отсутствует.

Чтобы уменьшить взаимовлияние звуковых дорожек, необходимо увеличить зазор между ними. Не рекомендуется оставлять зазор менее 1 *мм*. В высококачественных магнитофонах этот зазор должен быть равен 1,3 *мм* для скорости 19,05 *см/сек*, 1,8 *мм* для скорости 38,1 *см/сек* и 2,5 *мм* для скорости 76,2 *см/сек*. Низшая рабочая частота во всех трех случаях равна 100 *гц*. При низших рабочих частотах (30—50 *гц*) зазор приходится увеличивать.

Необходимо учитывать, что с увеличением зазора, т. е. с уменьшением ширины звуковых дорожек, падает уровень отдачи фонограммы. Можно считать, что уровень отдачи падает приблизительно пропорционально уменьшению ширины звуковой дорожки. В связи с этим может возникнуть необходимость увеличения коэффициента усиления канала воспроизведения. Уменьшение уровня отдачи увеличивает также влияние шумов при воспроизведении, т. е. несколько снижает динамический диапазон.

Взаимовлияние между дорожками можно заметно уменьшить, применяя специальные головки с магнитными шунтами (см. § 7).

§ 5. МАГНИТОФОНЫ

Магнитофонами называются аппараты, предназначенные для магнитной записи и воспроизведения звука.

В состав магнитофона входят: механизм для передвижения звуконосителя, магнитные головки, усилители, сверхзвуковой (ультразвуковой) генератор для подмагничивания звуконосителя и стирания записей и блок питания.

Магнитофоны характеризуются следующими данными: номинальной скоростью движения звуконосителя при записи и воспроизведении; числом звуковых дорожек, записываемых на ленте; максимальным допустимым диа-

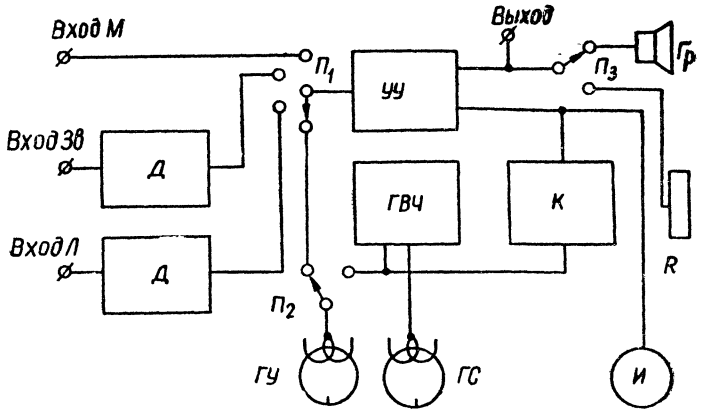


Рис. 550. Скелетная схема простейшего магнитофона домашнего пользования.

метром рулона ленты; номинальным входным напряжением и внутренним сопротивлением источника этого напряжения; номинальным сопротивлением нагрузки; выходной мощностью или выходным напряжением; величиной вносимых искажений; родом электропитания; номинальным напряжением питания и допустимыми отклонениями от номинального напряжения; допустимыми климатическими условиями работы.

По качественным показателям магнитофоны делятся на пять групп (табл. 132). Показатели магнитофонов пятой группы не нормируются.

На рис. 550 приведена наиболее распространенная скелетная схема магнитофона домашнего пользования. В этой схеме применяется один универсальный усилитель *УУ* для записи и воспроизведения. Источники записываемого сигнала — микрофон *М*, звукосниматель *Зв* и линия *Л* (трансляционная или с выхода радиоприемника) — при записи подключаются на вход усилителя непосредственно или через делители напряжения *Д*. С помощью делителей *Д* напряжения, поступающие от источников, приводятся к одному уровню (обычно к уровню микрофона).

Усилитель имеет два выхода: один предназначен для подключения громкоговорителя *Гр*, другой — для подключения магнитной головки. В ре-

Таблица 132

Основные параметры магнитофонов

Показатели	Группа магнитофонов			
	первая	вторая	третья	четвертая
Номинальная скорость движения ленты (в *см/сек*)	76,2	38,1	19,05	9,53
Отклонение скорости движения ленты от номинальной (в процентах), не более	±0,2	±0,2	±2	±2
Пределы полосы частот при записи и воспроизведении (в *гц*):				
нижний предел $f_н$	30	30	50	100
верхний предел $f_в$	15 000	15 000	10 000	6 000
Неравномерность сквозной частотной характеристики канала запись-воспроизведение (в *дб*):				
в пределах от $f_н$ до $f_в$ . .	—5	—5	—7 ÷ +3	—7 ÷ +3
» $2f_н$ » $0{,}66f_в$	—3	—3	—4 ÷ +3	—4 ÷ +3
» $4f_н$ » $0{,}66f_в$	—	—	—4	—4
Неравномерность частотной характеристики канала воспроизведения по электрическому напряжению (в *дб*):				
в пределах от $f_н$ до $f_в$ . .	—4	—4	—6 ÷ +3	—6 ÷ +3
» $2f_н$ » $0{,}66f_в$	—3	—3	—3 ÷ +3	—3 ÷ +3
» $4f_н$ » $0{,}66f_в$	—	—	—3	—3
Отношение сигнал/шум в сквозном канале (в *дб*), не менее .	60	60	35	35
Коэффициент нелинейных искажений в сквозном канале при максимальном уровне записи на частоте 400 *гц* (в процентах), не более	3	2	5	5
Коэффициент детонации (в процентах), не более	0,2	—	—	—

жиме записи ко второму выходу через корректирующую цепь *К* подсоединяется универсальная (записывающая и воспроизводящая) головка *ГУ*. Одновременно при записи включается анодное питание генератора высокой (ультразвуковой) частоты *ГВЧ*, создающего стирающий и подмагничивающий ток.

При записи со звукоснимателя или линии записываемый сигнал можно контролировать с помощью громкоговорителя. При записи с микрофона, чтобы не было микрофонного эффекта, громкоговоритель приходится выклю-

чать, присоединяя вместо него к выходу усилителя эквивалент R. В этом случае можно вести контроль с помощью телефонов, включаемых в гнездо «Выход».

Уровень записи контролируется индикатором $И$, откалиброванным так, что при его максимальном показании и магнитной ленте среднего качества (типовой) обеспечивается максимально допустимая намагниченность.

Во всех других режимах работы, кроме записи, схема магнитофона переключается на воспроизведение переключателем рода работы на лентопротяжном механизме. При этом генератор *ГВЧ* выключается, на вход уси-

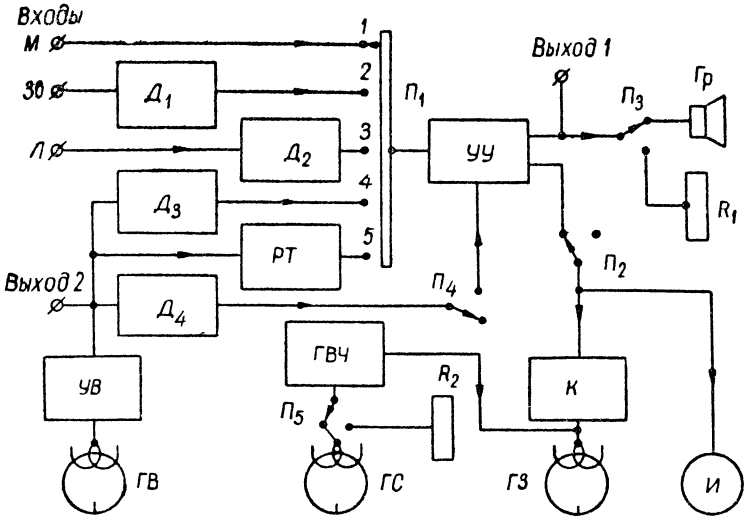


Рис. 551. Скелетная схема магнитофона домашнего пользования с отдельными головками для записи и воспроизведения.

лителя через переключатель $П_1$ подсоединяется головка *ГУ*, а на выход — громкоговоритель *Гр*. Это гарантирует от случайного стирания записи во время воспроизведения или при перемотке ленты.

В некоторых магнитофонах при переходе с записи на воспроизведение включаются необходимые корректирующие цепи.

Регулятором усиления в усилителе при записи устанавливается уровень записи, а при воспроизведении — громкость. Регуляторы тембра при записи выключаются.

На рис. 551 приведена скелетная схема магнитофона домашнего пользования с отдельными головками для записи и воспроизведения. Она более сложна, но имеет больше эксплуатационных возможностей. Частотная коррекция сигналов, воспроизводимых головкой *ГВ* с ленты, осуществляется только в отдельном усилителе воспроизведения *УВ*, а частотная коррекция сигналов при записи — в специальной корректирующей цепи *К*. Частотная характеристика универсального усилителя *УУ* практически горизонталь-

ная нерегулируемая как при записи, так и при воспроизведении. Это, а также наличие отдельных головок записи *ГЗ* и воспроизведения *ГВ* значительно упрощает коммутацию для перехода от записи к воспроизведению и наоборот.

При записи сигналы от источников непосредственно или через делители напряжения $Д_1$ и $Д_2$ и переключатель $П_1$ в положениях *1*, *2* и *3* поступают на вход универсального усилителя *УУ* и с его выхода через переключатель $П_2$ и корректирующую цепь *К* — на записывающую головку *ГЗ* и к индикатору уровня *И*. Переключатель $П_2$ замыкается при нажатии на кнопку «Запись» на лентопротяжном механизме. При этом включается также анодное напряжение генератора *ГВЧ*.

Воспроизведение возможно в положениях *4* и *5* переключателя рода работы $П_1$. В положении *5* включается регулятор тембра *РТ*, а в положении *4* — делитель напряжения $Д_3$, ослабляющий сигнал в такой же степени, как и регулятор тембра *РТ* на средних частотах. Положение *4* переключателя $П_1$ можно использовать при воспроизведении через внешнюю высококачественную акустическую систему, имеющую свой регулятор тембра, а также при налаживании магнитофона.

К гнезду «Выход 1» подключается внешний громкоговоритель, усилитель, контрольные телефоны, измерительная аппаратура. Гнездо «Выход 2» является выходом сквозного канала во время записи и позволяет с помощью дополнительного усилителя вести слуховой контроль. К нему же следует подключать измерительные приборы при снятии частотной характеристики, выборе подмагничивающего тока, установке правильного положения записывающей и воспроизводящей головок.

Сквозной канал позволяет создавать искусственную реверберацию. Если во время записи замкнуть переключатель $П_4$, то напряжение с выхода усилителя воспроизведения через делитель $Д_4$ попадет в канал записи, запишется на ленту, снова воспроизведется и т. д., создавая имитацию серии отраженных от стен помещения звуков (эхо-сигналов). Делитель $Д_4$, включенный между выходом усилителя *УВ* и переключателем $П_4$, позволяет регулировать скорость затухания искусственных эхо-сигналов и создавать впечатление записей в различных по акустическим свойствам помещениях.

Для получения эффектной искусственной реверберации расстояние между записывающей и воспроизводящей головками и скорость движения ленты нужно выбирать так, чтобы эхо-сигналы следовали один за другим не более чем через 0,1 сек.

В схеме рис. 551 имеется возможность отключать стирающую головку переключателем $П_5$ во время записи. При отключении стирающей головки старая запись стирается лишь частично за счет подмагничивающего поля записывающей головки, и новая запись производится на фоне ослабленной старой. Такая запись применяется при создании комбинированных звуковых монтажей, например, при записи рассказа на фоне музыки. При отключении стирающей головки генератор высокой частоты нагружается на эквивалентное сопротивление R_2.

Скелетная схема магнитофона с полностью разделенными каналами записи и воспроизведения приведена на рис. 552. При записи сигнал, поступающий от микрофона *М*, звукоснимателя *Зв* или линии *Л*, усиливается в усилителе записи *УЗ* и подводится к записывающей головке *ГЗ*. Качество и уровень записи контролируются с помощью воспроизводящей головки *ГВ* и усилителя воспроизведения *УВ*, на выходе которого включается индикатор уровня и телефоны.

При воспроизведении усилитель записи и генератор высокой частоты *ГВЧ* выключаются. К выходу усилителя воспроизведения подключается оконечный усилитель с регуляторами усиления и тембра.

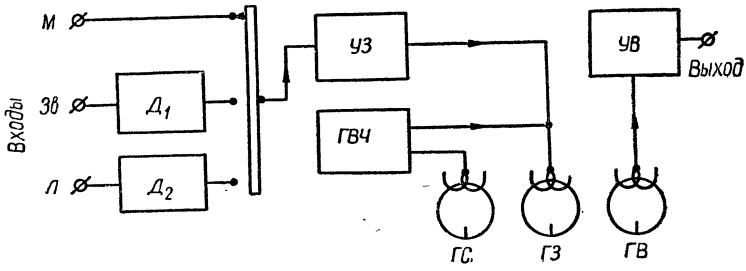


Рис. 552. Скелетная схема магнитофона с разделенными каналами записи и воспроизведения.

Магнитофон, собранный по схеме рис. 552, проще налаживать и удобнее эксплуатировать, так как можно контролировать работу сквозного тракта запись-воспроизведение без дополнительных устройств. Такая схема применяется в высококачественных магнитофонах.

§ 6. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Лентопротяжные механизмы применяются с одним, двумя и тремя двигателями. Основное требование, предъявляемое к лентопротяжным механизмам магнитофонов,— равномерность движения ленты.

Принцип устройства лентопротяжных механизмов. В трехдвигательном лентопротяжном механизме (рис. 553,*а*) ведущий двигатель (тонмотор) *3* предназначен только для продвижения ленты, которая прижимается к оси двигателя свободно вращающимся резиновым прижимным роликом *4*. Ленту наматывает на принимающую кассету в режиме рабочего хода правый двигатель *2*, на который подается пониженное до 120—150 *в* напряжение. Левый двигатель *1* является в этом режиме электрическим тормозом и создает натяжение ленты. Он работает при пониженном до 55—85 *в* напряжении. Ролик с маховиком *6* стабилизирует скорость движения ленты.

Лента перематывается в обратном направлении на повышенной скорости левым двигателем; правый двигатель при этом слегка притормаживается (напряжение питания 40—50 *в*). Ведущий двигатель выключается, и прижимной ролик отходит от его оси. Аналогично осуществляется и ускоренный ход вперед с той лишь разницей, что лента перематывается правым двигателем.

При выключении питания все три двигателя моментально останавливаются механическими тормозами.

Трехдвигательные лентопротяжные механизмы обеспечивают высокое постоянство скорости движения ленты и применяются в высококачественных магнитофонах.

В переносных и любительских магнитофонах применяются лентопротяжные механизмы с одним двигателем. Один из возможных вариантов такого механизма схематически показан на рис. 553,*б*. Во время рабочего

хода и при ускоренном ходе вперед лента сматывается с левой кассеты и протягивается слева направо осью двигателя *3*, к которой она прижимается резиновым роликом *4*.

От вала двигателя движение передается с помощью ременной передачи фрикциону узла правой кассеты, подматывающей ленту. Благодаря наличию фрикциона угловая скорость кассеты всегда меньше угловой скорости фрикциона и определяется количеством ленты на кассете. Узел левой кассеты притормаживается механическим тормозом.

При ускоренном ходе вперед заклинивается фрикцион узла правой кассеты, отводится от оси двигателя прижимной ролик и освобождается тормоз узла левой кассеты.

При обратной перемотке ленты заклинивается фрикцион узла левой кассеты и освобождается тормоз узла правой кассеты. Вращение вала мотора передается с помощью ременной передачи узлу левой кассеты.

Скорость движения ленты выбирается в зависимости от группы магнитофона (табл. 132). Чем больше скорость движения ленты при записи и воспроизведении, тем выше качество звукозаписи. При ускоренной перемотке скорость движения ленты может быть до 5—8 *м/сек*.

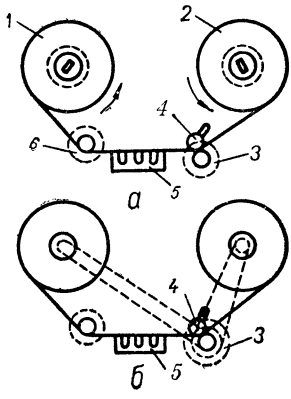


Рис. 553. Принцип устройства лентопротяжных механизмов:

а — с тремя электродвигателями; *б* — с одним электродвигателем; *1* — левый электродвигатель; *2* — правый электродвигатель; *3* — ведущий электродвигатель; *4* — прижимной ролик; *5* — блок головок; *6* — ролик с маховиком.

Натяжение ленты. При чрезмерно сильном натяжении ленты растягиваются отдельные ее участки, что дает при прослушивании эффект плавания звука и может вызвать обрыв ленты. Обычно предельно допустимое натяжение —250 *г*. При пуске и перемотке допускается до 500 *г*. Минимальное натяжение не должно быть меньше 50 *г*, иначе лента плохо прилегает к головкам и неплотно наматывается на кассету.

При разных соотношениях количества ленты в правой и левой кассетах, а также справа и слева от оси ведущего двигателя натяжение ленты неодинаковое.

Причины неравномерности движения ленты — несовершенство изготовления вращающихся деталей (особенно ведущего вала) и конструкций электродвигателя.

Колебания скорости движения ленты, создаваемые электродвигателем, вызываются непостоянством развиваемого им вращающего момента, зависящего от величины и частоты питающего напряжения. Существуют также колебания скорости, обусловленные особенностями распределения магнитной индукции вдоль зазора на протяжении каждого полупериода питающего напряжения (качание ротора).

Передачи шкивами и ремнями вызывают колебания скорости вследствие эксцентриситета в шкивах и неоднородностей ремней вдоль длины. Круглые ремни работают хуже, чем клиновые.

Электродвигатели, применяемые в лентопротяжных механизмах, можно разделить на две группы: ведущие и перематывающие. Ведущий дви-

гатель должен вращаться со строго постоянной скоростью независимо от нагрузки на валу и колебаний напряжения сети. Перематывающий двигатель должен иметь строго равномерный вращающий и тормозной моменты и достаточно большой пусковой момент, чтобы запускать механизм при любом соотношении количества ленты на левой и правой кассетах.

Все двигатели должны питаться от однофазной сети переменного тока, допускать самозапуск, работать бесшумно, без вибраций, а также создавать возможно меньшие внешние магнитные поля рассеяния.

Наилучшим ведущим двигателем является синхронный. Стабильность скорости его вращения определяется только постоянством частоты питающей сети. Однако к. п. д. синхронного двигателя значительно ниже, чем у асинхронного, поэтому при одинаковых размерах мощность его примерно в два раза меньше. Во многих конструкциях магнитофонов в качестве ведущих применяются асинхронные конденсаторные двигатели с жесткой механической характеристикой (рис. 554, кривая *а*). Такие двигатели по своим свойствам близки к синхронным, так как их скорость почти не меняется при изменении напряжения сети или нагрузки. Пусковой момент асинхронных двигателей выше, чем синхронных.

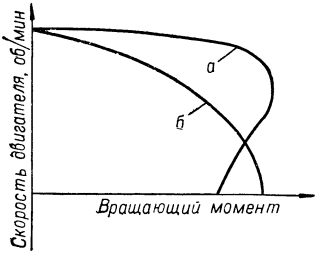


Рис. 554. Характеристики асинхронных двигателей:
а — жесткая; *б* — мягкая.

Наиболее дешевыми и широко распространенными являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым витком на полюсе, имеющие жесткую механическую характеристику. Однако к. п. д. и степень жесткости механической характеристики у них меньше, чем у конденсаторных.

В качестве перематывающих хорошо использовать асинхронные двигатели с мягкой механической характеристикой (рис. 554, кривая *б*). При отсутствии такого двигателя можно использовать асинхронный двигатель с жесткой механической характеристикой, переделанный для получения мягкой характеристики.

Потребляемая (электрическая) мощность двигателей должна составлять 50—100 *вт* (в зависимости от скорости). Скорость вращения зависит от скорости ленты и конструкции лентопротяжного механизма (обычно 500—1500 об/мин).

Данные электродвигателей, выпускаемых промышленностью для магнитофонов, приведены в табл. 133.

§ 7. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ

Конструкция головок. В настоящее время применяются головки кольцевой системы. Такие головки имеют замкнутый сердечник с небольшими зазорами. Наиболее распространены головки с сердечниками в форме тороида (рис. 555). Записывающая, воспроизводящая, универсальная (записывающая и воспроизводящая) и стирающая головки одинаковые по конструкции, но отличаются материалом сердечника, размерами зазоров, числом витков и диаметром провода обмоток.

Сердечники магнитных головок изготовляются из тонких (толщиной 0,05—0,2 *мм*) изолированных одна от другой пластин. Материал сердеч-

Таблица 133

Основные данные электродвигателей для магнитофонов

Тип двигателя	Назначение двигателя	Скорость вращения (в об/мин)	Мощность на валу (в *вт*)	Потребляемая мощность (в *вт*)	Потребляемый ток (в *а*)	Пусковой момент (в *г · см*), не менее	Емкость конденсатора (в *мкф*)	Добавочное сопротивление (в *ом*)	Вес (в *кг*)	Направление вращения
ДВС-У1	Ведущий синхронный	1500	15	78	0,44	1000	2,5	500	4,2	Реверсивный
ДВА-У3	Ведущий асинхронный	1430	30	90	0,43	2000	2,5	500	4,2	»
ДВА-У4	То же	610	6	37	0,2	1100	1,25	500	4,2	Реверсивный несимметричный
ДПА-У1	Перематывающий асинхронный	1430	—	95—106	0,51—0,57	3000	3	250	4,2	Реверсивный
ДПА-У2	То же	1310	—	51—69	0,34—0,38	2000	1,5	250	3	»
ДПА-010/5-4	»	1430	—	100	0,48	3000	2,75	250	5,8	»
ДВС-010/5-4	Ведущий синхронный	1500	15	78	0,55	800	3,0	500	6,6	»
ДАГ-1	Ведущий и перематывающий асинхронный . .	1200	2	14	—	70	—	—	1,4	»
АД-2	То же	1480	5	25	—	—	2,5	250	—	»

Примечания: Напряжение питания двигателя ДАГ-1—127 и 220 *в*, двигателя АД-2—127 *в*; для остальных — 220 *в*.

2. Напряжение питания двигателя ДПА-010/5-4 в режиме подмотки и электрического торможения снижается до 80—140 *в*.

ника должен иметь более высокую магнитную проницаемость по сравнению с проницаемостью звуконосителя и быть механически прочным. Для изготовления сердечников записывающих, воспроизводящих и универсальных головок применяется пермаллой, муметалл, сплавы 79НМ, 80НХС и др., для сердечников стирающих головок — пермаллой, кремнистая сталь и оксиферы.

Сердечники высококачественных головок изготовляются очень тщательно. Пластины должны быть безупречно отштампованы. Готовый пакет, состоящий, как правило, из склеенных пластин, шлифуется и полируется, особенно грани зазоров и рабочая поверхность головки, соприкасающаяся с магнитной лентой. Обоймы или другое соединительное устройство должны обеспечивать надежное скрепление обеих половин сердечника.

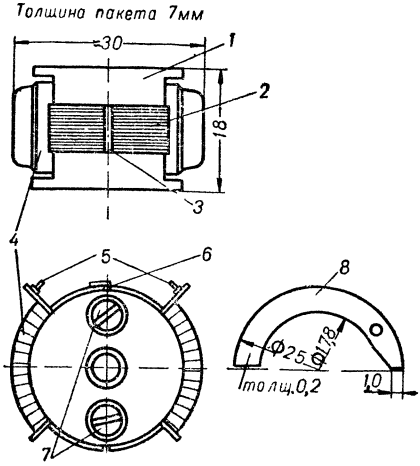


Рис. 555. Конструкция кольцевой магнитной головки:

1 — щечка; *2* — сердечник; *3* — передний зазор; *4* — каркас с обмоткой; *5* — выводы обмотки, *6* — задний зазор; *7* — стягивающие винты; *8* — пластина сердечника.

Зазоры магнитных головок. Рабочий зазор в сердечнике записывающей и стирающей головок служит для создания поля рассеивания, которое воздействует на звуконоситель. Рабочий зазор воспроизводящей головки необходим для того, чтобы магнитный поток звуконосителя проходил через обмотку.

Ширина рабочего зазора в записывающих и стирающих головках определяет действующую на звуконоситель напряженность поля, а в записывающих, кроме того, и эффективность записи высоких частот, в воспроизводящих головках — разрешающую способность, т. е. максимальную частоту, которая еще может быть воспроизведена. В записывающих и в воспроизводящих головках ширина рабочего зазора должна быть в 3—5 раз меньше наименьшей записываемой волны.

Записываемая волна (в *мм*)

$$\lambda_{зап} = \frac{v}{f},$$

где v — скорость движения ленты (в *мм/сек*); f — частота записываемого сигнала (в *гц*).

Задний зазор воспроизводящей головки стараются исключить, для чего торцовые поверхности полуколец тщательно обрабатывают и пригоняют друг к другу. Чем меньше этот зазор, тем больше чувствительность головки.

В сердечниках записывающих головок, наоборот, оставляют задний зазор, помещая в нем немагнитную прокладку. Наличие этого зазора сни-

жает восприимчивость головки к постоянному остаточному намагничиванию, которое может возникнуть при перегрузке большим током записи. Постоянное остаточное намагничивание сердечника записывающей головки приводит к повышению уровня шумов.

В рабочих зазорах головок помещают прокладки из фольги. Материал прокладки должен обладать немагнитными свойствами и одинаковой с материалом сердечника механической износостойкостью. Наиболее подходит для этих целей фосфористая или бериллиевая бронза.

Обмотки магнитных головок выполняются обычно медным проводом в эмалевой изоляции (ПЭЛ и ПЭВ). Количество витков обмотки определяется ее назначением.

Для воспроизводящей головки необходима обмотка с возможно большим числом витков, так как при увеличении числа витков при прочих равных условиях возрастает э. д. с. головки. Повышение числа витков ограничивается индуктивностью обмотки, при которой резонансная частота входной цепи усилителя оказывается в рабочем диапазоне частот. Головки с максимальной допустимой индуктивностью называются высокоомными в отличие от низкоомных головок, которые рассчитаны на включение через повышающий трансформатор (см. § 8).

Для записывающей головки желательна обмотка с умеренным числом витков, так как при увеличении числа витков возрастает ее индуктивность и требуется бо́льшее напряжение от генератора подмагничивающего тока.

В универсальной головке с учетом этих противоречивых требований число витков обмотки выбирают так, чтобы индуктивность головки была порядка 1 *гн*.

Экранирование головок. Записывающие и воспроизводящие головки тщательно экранируются для защиты от влияния внешних магнитных полей, которые создаются двигателями лентопротяжного механизма, трансформаторами и электромагнитами. В качестве магнитных экранов применяются колпаки из пермаллоя или муметалла толщиной от 1 до 3 *мм*. Для воспроизводящих и универсальных головок применяется двойное экранирование, записывающие головки защищаются только одним экраном.

Стирающие головки не подвергаются влиянию наводок, поэтому магнитное экранирование не требуется. Однако их закрывают экранами с целью ослабления внешних полей, возникающих при протекании относительно больших токов высокой частоты. Экраны для стирающих головок изготовляются из материала, хорошо проводящего электрический ток, например, из меди или латуни.

Для прохода ленты в экранах головок делают щели и прорези. Поскольку щели ухудшают экранировку, иногда применяются дополнительные пермаллоевые прокладки под блоками головок и над торцами моторов.

Износ магнитных головок. Трение рабочего слоя звуконосителя о поверхность головки изменяет глубину рабочего зазора. В воспроизводящей головке это вызывает некоторое увеличение э. д. с., индуктирующейся в обмотке, а в записывающей головке — необходимость увеличивать токи записи и подмагничивания. Одновременно несколько изменяются частотные характеристики. Степень износа зависит от материала головки и звуконосителя, давления звуконосителя на головку и угла охвата головки звуконосителем.

Маркировка магнитных головок. Для отличия головок различного назначения принята следующая система цветной маркировки:

Головка	Цвет
Стирающая низкоомная	Красный
» высокоомная	Красный с белой полосой
Записывающая	Зеленый
Воспроизводящая низкоомная	Белый
» высокоомная	Белый с красной полосой
Универсальная низкоомная	Черный
» высокоомная	Черный с красной полосой

Маркировка наносится краской соответствующего цвета на выступающие борта каркасов для обмоток. Кроме того, основным цветом маркировки (без полос) закрашиваются головки винтов, стягивающих сердечник.

Головки двухдорожечной записи. Для двухдорожечной записи могут быть использованы головки, показанные на рис. 556. Сдвоенную голов-

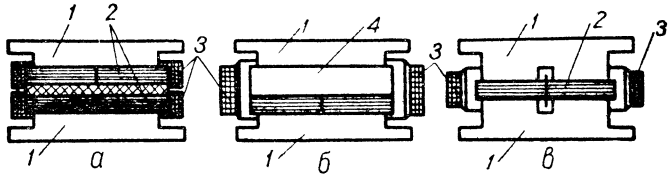


Рис. 556. Головки двухдорожечной записи:
1 — щечка; *2* — сердечник; *3* — обмотки; *4* — латунное кольцо.

ку (рис. 556,*а*), состоящую из двух самостоятельных одинаковых секций, очень удобно использовать в магнитофонах с автоматической сменой направления хода ленты. Таких головок в магнитофоне должно быть не менее двух: универсальная с высотой пакета сердечника 2 *мм* и стирающая с увеличенной высотой пакета каждого сердечника (до 3,2 *мм*). На рис. 556,*б* показана головка двухдорожечной записи, переделанная из стандартной однодорожечной головки. При переделке уменьшается высота пакета сердечника (от 7 до 2—2,6 *мм* для записывающей, воспроизводящей или универсальной головки и до 3,2—3,5 *мм* для стирающей головки). На место изъятых пермаллоевых пластин сердечника ставится такое же по конфигурации латунное кольцо, которое должно быть незамкнутым (разрезанным) для уменьшения потерь при стирании и подмагничивании. Оно может быть заменено пластмассовым. Каркасы обмотки и вся арматура головки остаются без изменений. Пакеты латунных и пермаллоевых пластин должны образовывать со стороны рабочей части головки общую гладкую поверхность. Суммарная высота обоих пакетов должна соответствовать высоте прежнего пакета (7 *мм*). Число витков каждой катушки необходимо увеличить на 25—30%, применяя более тонкий провод. Рабочий зазор должен быть по возможности уменьшен: до 10÷15 *мк* для записывающей, воспроизводящей или универсальной головки и до 100÷150 *мк* для стирающей головки. Это достигается применением более тонкой фольги и тщательной шлифовкой рабочей части сердечника.

На рис. 556,*в* показана головка, специально изготовляемая нашей промышленностью для массовых магнитофонов с двухдорожечной записью. Такие головки применяются в приставках МП-1 и «Волна». В этой головке сердечник, зажатый между двумя латунными щечками, имеет уменьшенную

(по сравнению со стандартной головкой) высоту пакета. Для универсальной головки высота пакета берется равной 2,5 *мм*, для стирающей —3—3,2 *мм*. Лента во время движения прилегает одной половиной к сердечнику, другой— к отшлифованному выступу верхней латунной щечки. Суммарная высота этого выступа и пакета сердечника составляет 7 *мм*.

Для уменьшения взаимного влияния записей на дорожках можно применять головки с магнитными шунтами. Устройство такой головки показано на рис. 557. Магнитный шунт перекрывает нерабочую дорожку на участке ленты, расположенном против рабочего зазора головки, и «закорачивает» ее внешний магнитный поток. Этот шунт изготовляется из материала с высокой магнитной проницаемостью, например, из пермаллоя. Шунт располагается над рабочей частью сердечника головки и отделяется от него тонкой диамагнитной прокладкой. Его не должны охватывать обмотки катушек головки. Шунт может быть выполнен в виде лепестка длиной в 1 *см* и толщиной 1—3 *мм*, высота его определяется шириной ленты за вычетом высоты рабочего пакета сердечника и толщины диамагнитной прокладки. Шунт может несколько перекрывать по ширине прилегающую к нему звуковую дорожку. Его поверхность должна быть хорошо отшлифована и подогнана вровень с рабочим пакетом сердечника.

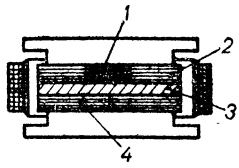


Рис. 557. Двухдорожечная головка с магнитным шунтом:
1 — магнитный шунт; *2*— набор латунных пластин; *3* — диамагнитная прокладка; *4* — рабочий пакет сердечника.

Магнитные шунты иногда ставятся на всех головках, но в первую очередь их необходимо ставить на воспроизводящей (или универсальной) головке.

Электрические и конструктивные данные головок приведены в табл. 134.

§ 8. УСИЛИТЕЛИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

Усилители воспроизведения предназначаются для предварительного усиления и частотной коррекции сигналов, поступающих от воспроизводящей головки.

Особенности усилителей воспроизведения (УВ):

1. Трудно получить хорошее перекрытие собственных шумов усилителя (большое отношение сигнал/шум), так как э. д. с., развиваемая воспроизводящей головкой, весьма мала и обычно даже у высокоомных головок на низких частотах не превышает 100—150 *мкв*.

2. Частотная характеристика УВ имеет своеобразную форму (см. ниже).

3. Коэффициент нелинейных искажений в УВ не должен превышать 0,5% на средних и высоких и 1% на низких частотах для того, чтобы общий коэффициент нелинейных искажений магнитофона определялся только искажениями в ленте и частично в оконечном усилителе.

4. Внутреннее сопротивление источника входного сигнала (ГВ) резко изменяется с частотой.

Отношение сигнал/шум в УВ определяется напряжением полезного сигнала и эффективным напряжением шумов на сетке лампы первого каскада.

Допустимые отношения сигнал/шум в сквозном канале запись-воспроизведение для магнитофонов разных групп приведены в табл. 132.

Таблица 134

Основные данные магнитных головок

Тип или где установлена	Сердечник			Обмотка			Индуктивность на частоте 1000 *гц* (в *мгн*)	Номинальный ток стирания (в *ма*)	Ток записи (в *ма*), не более [1]	Оптимальный ток высокочастотного подмагничивания (в *ма*)	Номинальное выходное напряжение (в *мв*) [2]
	Толщина набора (в *мм*)	Ширина рабочего зазора (в *мм*)	Ширина заднего зазора (в *мм*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Марка провода					
Воспроизводящие											
В-01 [3]	7	0,02	0	300 × 2	0,2	ПЭЛ-1	60—80	—	—	—	0,6—1
В-02	7	0,02	0	1500 × 2	0,1	ПЭЛ-1	1500—1800	—	—	—	3—5
МАГ-8МII	7	—	0	1000 × 2	0,08	ПЭЛ-1	0,8—1,2	—	—	—	—
Записывающие											
З-01	7	0,02	0,25—0,3	150 × 2	0,25	ПЭЛ-1	7—9	—	3,5	10—12	—
МАГ-8МII	7	—	—	1000 × 2	0,08	ПЭЛ-1	360—440	—	—	—	—
Стирающие											
С-02 [3]	7	0,3	0	75 × 2	0,35	ПЭЛ-1	1,75—2,2	130—150	—	—	—
С-04	7	0,15	0	150 × 2	0,25	ПЭЛ-1	7—9	50—60	—	—	—
«Эльфа», МП-1, МП-2 [4]	3	0,1	0	200 × 2	0,2	ПЭЛ-1	10	30	—	—	—

«Днепр-3»	7	0,05	0	75 × 2	0,41	ПЭЛ-1	1,7—2,2	100	—	—	—
«Днепр-5»	7	0,05	0	75 × 2	0,41	ПЭЛ-1	1,7—2,2	75	—	—	—
«Днепр-9»[4]	3	0,1	0	200 × 2	0,27	ПЭЛ-1	10	45	—	—	—
«Днепр-10»[4]	3	0,1	0	100 × 2	0,31	ПЭЛ-1	10	75	—	—	—
«Мелодия» [4]	3	0,2	0	400	0,15	ПЭВ-2	—	40	—	—	—
«Яуза»[4]	3	0,2	0	450	0,12	ПЭВ-2	—	50	—	—	—
Универсальные											
ЗВ-01	7	0,02	0,15—0,2	1500 × 2	0,1	ПЭЛ-1	900—1200	—	0,2	2,0—2,2	3,5
ЗВ-02 [3]	7	0,02	0,15—0,2	500 × 2	0,12	ПЭЛ-1	100—130	—	0,6	3,0—3,6	1,2
«Эльфа», МП-1, МП-2 [4]	2,5	0,01	0,1—0,13	1500 × 2	0,08	ПЭЛ-1	800—1100	—	0,25	2	1
«Днепр-3», «Днепр-5»	7	0,012	0	1500 × 2	0,1	ПЭЛ-1	1000	—	0,6	1,1	2
«Днепр-9»	7	0,008	0	1500 × 2	0,1	ПЭЛ-1	1000	—	0,05	0,7	2
«Мелодия» [4]	2,5	0,008	0,1—0,15	2550	0,05	ПЭЛ-1	—	—	0,05	0,4	—
«Яуза» [4]	2,4	0,008	0,1—0,13	2550	0,05	ПЭЛ-1	—	—	0,2	2	—
«Днепр-11»	3	0,008	0	1500 × 2	0,1	ПЭЛ-1	1000	—	0,09	—	2

[1] Обеспечивающий на частоте 1000 *гц* остаточный поток 0,05 *мкс* для ленты типа 1 и 0,08 *мкс* для ленты типа 2.

[2] На нагрузке 1 *Мом* при частоте 1000 *гц* и остаточном потоке ленты 0,05 *мкс*.

[3] Низкоомная головка.

[4] Двухдорожечная головка.

Отношение сигнал/шум в УВ должно быть более высоким и равным по крайней мере 66 *дб* для магнитофонов первой и второй групп и 41 *дб* для магнитофонов третьей и четвертой групп. Приведенные цифры характеризуют допустимую интенсивность всех шумов УВ, т. е. соответствуют показаниям вольтметра, измеряющего на выходе эффективное напряжение шумов, независимо от источников и частотного состава шумов. Однако человеческое ухо сильнее реагирует на высокочастотные шумы (выше 400 *гц*), поэтому уровень полезного сигнала должен превышать уровень высокочастотных шумов примерно на 80 *дб* в магнитофонах первой и второй групп и на 60 *дб* в магнитофонах остальных групп.

Степень перекрытия шумов усилителя сигналом зависит от конструкции воспроизводящей головки и схемы ее включения, а также от уровня собственных шумов усилителя (см. § 16 гл. X).

Для лучшего перекрытия высокочастотных шумов следует применять головки с малым рабочим зазором. Если УВ предназначен для воспроизведения диапазона звуковых частот до 15 000 *гц*, то оптимальный рабочий зазор получается равным примерно 20 *мк* для скорости ленты 76,2 *см/сек*, 10 *мк* для скорости 38,1 *см/сек*, 7 *мк* для скорости 19 *см/сек* и 5 *мк* для скорости 9,53 *см/сек*. При ограничении диапазона частот сверху рабочий зазор может быть больше указанных величин.

Отношение сигнал/шум в УВ будет тем больше, чем выше добротность головки, т. е. отношение ее э. д. с. к индуктивности.

Схемы включения воспроизводящей головки. Схема непосредственного подключения воспроизводящей головки (ГВ) к управляющей сетке

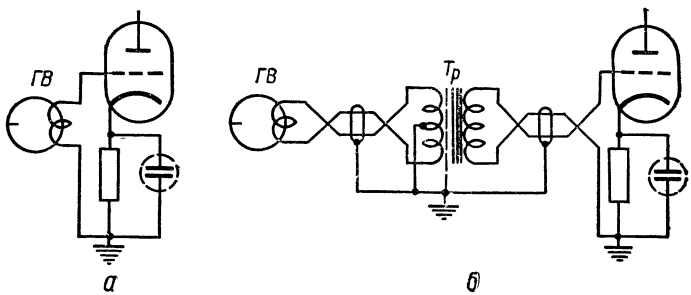


Рис. 558. Схемы включения воспроизводящей головки.

первой лампы УВ (рис. 558,*а*) является наиболее простой и широко применяется в настоящее время при использовании высокоомных головок. Однако при таком включении головки длина кабеля, соединяющего ее с первой лампой, не должна превышать 0,4—0,5 *м*, так как при возрастании собственной емкости кабеля резонансная частота входной цепи может переместиться в область диапазона воспроизводимых частот, что приведет к резкому снижению напряжения самых высоких частот на сетке первой лампы.

На рис. 558,*б* приведена схема, в которой воспроизводящая головка (ГВ) подключена ко входу первого каскада через повышающий трансформатор. Такую схему целесообразно применять, во-первых, в тех случаях, когда нельзя по конструктивным соображениям использовать высокоомную головку, например, при многоканальной записи, так как вследствие близо-

сти головок остается очень мало места для их обмоток. Во-вторых, эта схема рекомендуется, если воспроизводимая фонограмма имеет очень малую ширину, а требования к перекрытию низкочастотных шумов достаточно высоки. При узкой фонограмме напряжение, развиваемое головкой, меньше, и только низкоомная головка с повышающим входным трансформатором может обеспечить необходимое перекрытие шумов. В-третьих, трансформаторная схема незаменима в тех случаях, если воспроизводящая головка и кабель, соединяющий ее с усилителем, подвергаются вибрациям, если необходимо отнести воспроизводящую головку на расстояние 2—3 *м* от усилителя или поочередно подключать на вход усилителя несколько головок.

Особенности конструкции входных трансформаторов описаны в § 4 гл. VI.

Частотная коррекция в УВ. Для обеспечения возможности обмена фонограммами, записанными при одной скорости, но на разных магнитофонах, частотная характеристика канала воспроизведения строго нормируется. Вводится понятие стандартного канала воспроизведения, состоящего из идеальной воспроизводящей головки и усилителя со стандартизованной частотной характеристикой, различной для разных скоростей (рис. 559). Идеальной воспроизводящей головкой называется головка, у которой э. д. с. при воспроизведении фонограммы с постоянным остаточным потоком пропорциональна частоте. Под коэффициентом K на рис. 559 следует понимать отношение напряжения на выходе усилителя к э. д. с. воспроизводящей головки.

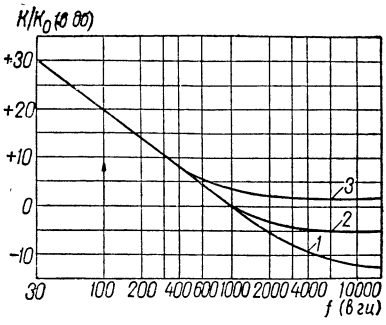


Рис. 559. Стандартизованные частотные характеристики усилителей воспроизведения:
1 — для скорости ленты 38,1 и 76,2 *см/сек*; *2* — для скорости ленты 19,05 *см/сек*; *3* — для скорости ленты 9,53 *см/сек*.

Частотная характеристика реального УВ должна отличаться от стандартизованной частотной характеристики так, как отличаются частотные характеристики реальной и идеальной головок.

На высоких частотах частотная характеристика УВ должна идти выше стандартизованной, так как необходимо компенсировать щелевые и частотные потери реальной головки. Если размер рабочего зазора головки выбран из условий лучшего перекрытия высокочастотных шумов, то необходимый дополнительный подъем на частоте 15 000 *гц* составляет 5—7 *дб*. Желательно иметь дополнительный запас коррекции на 3—5 *дб* на случай ухудшения частотной характеристики головки по мере ее износа. Таким образом, частотная характеристика реального УВ в области высоких частот должна проходить выше стандартизованной на 8—12 *дб* (в зависимости от типа головки и скорости ленты). Необходимая величина подъема характеристики на высоких частотах устанавливается при налаживании магнитофона.

На низких частотах вследствие конечных размеров полюсов головки и влияния экрана наблюдается возрастание э. д. с., поэтому характеристика усилителя должна проходить ниже стандартизованной на 5 *дб* в магнитофо-

нах первой группы и на 1 *дб* в магнитофонах четвертой группы (на частоте 30 *гц*).

Одна из возможных схем частотной коррекции в усилителе воспроизведения приведена на рис. 560. Ориентировочно элементы схемы рассчитываются следующим образом. Сопротивление R_c выбирается равным (4—5)R_a. Сопротивление R определяется из условия

$$R + R_c \leqslant 2 \text{ Мом}.$$

Если предыдущий каскад выполнен на пентоде, то сопротивление R можно не включать, так как его заменяет выходное сопротивление этого каскада

$$R_{вых} = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}.$$

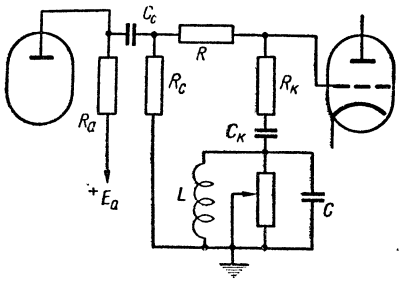


Рис. 560. Схема частотной коррекции в усилителе воспроизведения.

Емкость корректирующего конденсатора (в *мкф*)

$$C_к = \frac{300 \div 500}{f_н R},$$

где $f_н$ — низшая воспроизводимая частота (в *гц*); R — в *ком*.

Величина корректирующего сопротивления (в *ком*)

$$R_к = \frac{\tau}{1000 C_к},$$

где $C_к$ — в *мкф*, τ — постоянная времени корректирующей цепи, равная 35 *мксек* для скоростей ленты 76,2 и 38,1 *см/сек*, 100 *мксек* для скорости 19,05 *см/сек* и 200 *мксек* для скорости 9,53 *см/сек*.

Емкость разделительного конденсатора (в *мкф*)

$$C_c = \frac{0{,}5}{f_н R_c},$$

где $f_н$ — в *гц*, R_c — в *Мом*.

Контур LC должен быть настроен на максимальную воспроизводимую частоту. Следует иметь в виду, что чем больше отношение L/C, тем больше подъем частотной характеристики и тем с более низких частот он начинается. Переменное сопротивление позволяет регулировать величину подъема.

Если УВ работает с низкоомной воспроизводящей головкой, включенной по трансформаторной схеме (рис. 558,*б*), то коррекция в области низких частот может быть осуществлена во входной цепи. Для этого параллельно первичной обмотке входного трансформатора включается сопротивление $R_к$. Если выбрать величину сопротивления $R_к$ из условия

$$R_к \gg 2\pi f_н L_г,$$

где $L_г$ — индуктивность воспроизводящей головки, то частотная характеристика входной цепи получается близкой к требуемой частотной характеристике УВ. В последующих цепях усилителя потребуется только

подъем на высоких частотах. Однако при таком выборе величины $R_к$ сильно ослабляется полезный сигнал. Поэтому практически

$$R_к = (30 \div 50) f_н L_г.$$

В этом случае не обеспечивается полностью необходимый подъем частотной характеристики в области низких частот, поэтому в последующих цепях усилителя необходимо осуществлять подъем характеристики как на низких, так и на высоких частотах. Для этого применяется корректирующая цепь рис. 560.

При отсутствии коррекции во входной цепи частотные искажения могут достигать такой величины, что их практически невозможно компенсировать в последующих цепях усилителей.

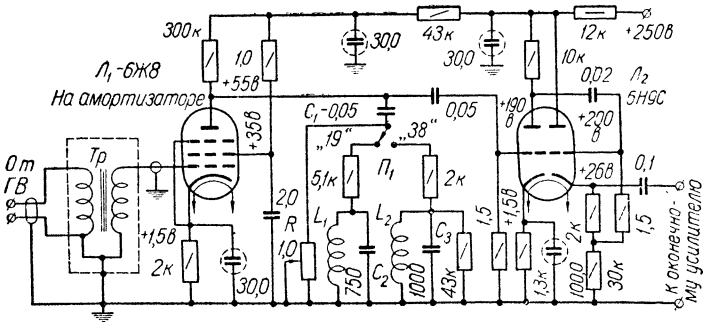


Рис. 561. Схема усилителя воспроизведения.

Практическая схема УВ приведена на рис. 561. Входная цепь усилителя рассчитана на работу от низкоомной головки. Высокоомную головку следует подключать без входного трансформатора.

Коррекция частотной характеристики головки воспроизведения осуществляется в анодной цепи первой лампы. Спад характеристики в сторону средних частот обеспечивается конденсатором C_1, а подъем высших частот обусловливается резонансом контуров L_1C_2 (при скорости 19,05 *см/сек*) и L_2C_3 (при скорости 38,1 *см/сек*). Степень подъема регулируется сопротивлением R.

Для уменьшения фона переменного тока цепи накала ламп усилителя следует питать постоянным током от специального выпрямителя.

Выход усилителя воспроизведения подключается ко входу мощного оконечного усилителя.

Входной трансформатор выполнен на сердечнике из пермаллоя (пластины Ш-12, толщина набора — 15 *мм*). Первичная обмотка состоит из 4 × × 50 витков ПЭЛ 0,21, вторичная — 4 × 1250 витков ПЭЛ 0,08. Для уменьшения собственной емкости обмотки размещаются в четырех секциях каркаса, вторичная поверх первичной. Трансформатор должен быть тщательно экранирован пермаллоевым и медным экраном и так же, как и лампа первого каскада, установлен на амортизаторах.

Катушка L_1 индуктивностью 300 *мгн* состоит из 2600 витков провода ПЭЛШО 0,06 на сердечнике СБ-4а. Катушка L_2 индуктивностью 43 *мгн* на таком же сердечнике содержит 1000 витков провода ПЭЛШО 0,14.

§ 9. УСИЛИТЕЛИ ЗАПИСИ

Особенности усилителей записи (УЗ):

1) работа выходного каскада на индуктивную нагрузку (записывающая головка);

2) работа при постоянном токе нагрузки в широком диапазоне частот и некотором возрастании тока на высоких частотах;

3) смешение записываемого сигнала с высокочастотными колебаниями, осуществляющими подмагничивание ленты во время записи.

Отношение сигнал/шум в УЗ должно быть примерно на 10 *дб* больше, чем отношение сигнал/шум магнитофона в целом (табл. 132). Это достигается сравнительно просто, так как уровень сигнала на входе усилителя значителен и в самом неблагоприятном случае составляет величину порядка 1 *мв* (при работе от микрофона).

По спектральному составу шум УЗ главным образом низкочастотный (фон переменного тока).

Выходной каскад и выходные цепи УЗ. При непосредственном включении записывающей головки на выход усилителя напряжение на выходе должно изменяться пропорционально частоте. Это требование обусловлено индуктивным характером сопротивления головки и необходимостью поддержания в ней постоянства тока. При таком включении головки ухудшается частотная характеристика, поэтому требуется специальная коррекция, и, кроме того, нагрузка выходного каскада изменяется в широких пределах, что приводит к возрастанию нелинейных искажений.

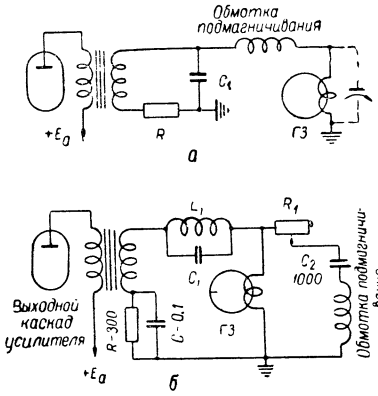


Рис. 562. Схемы включения низкоомной записывающей головки.

Для стабилизации сопротивления нагрузки в УЗ последовательно с головкой включается достаточно большое ограничительное сопротивление R (рис. 562, *а*), величина которого выбирается из условия

$$R \gg 2\pi f_в L_г,$$

где $f_в$ — верхняя рабочая частота (в *гц*), $L_г$ — индуктивность записывающей головки (в *гн*). При таком выборе величины R может потребоваться значительное напряжение на выходе УЗ. Поэтому практически можно выбирать $R = 4\ \pi f_в L_г$.

Вторым способом стабилизации нагрузки в УЗ является включение последовательно с записывающей головкой параллельно соединенных сопротивления R и конденсатора C (рис. 562, *б*).

Величина сопротивления R (в *ком*) может быть определена по формуле

$$R = 4f_в L_г,$$

а емкость конденсатора C (в *мкф*) — по формуле

$$C = \frac{2{,}53 \cdot 10^{-2}}{f_в^2 L_г},$$

где $f_в$ — в *кгц*, $L_г$ — в *гн*.

Если выбрать бо́льшую величину R, то можно получить при записи подъем высоких частот.

Смешение токов звуковой и высокой частоты (подмагничивание на выходе УЗ может производиться при последовательном или параллельном соединении источников колебаний.

Последовательная схема включения источников колебаний звуковой и высокой частоты показана на рис. 562,*а*. Усилитель защищен от тока подмагничивания конденсатором C_1, емкость которого (в *пф*) рассчитывается по формуле

$$C_1 = \frac{8 \cdot 10^4}{f_в R},$$

где R — величина стабилизирующего сопротивления (в *ком*),

$f_в$ — верхняя рабочая частота (в *кгц*).

Недостатки последовательной схемы: 1) невозможность стабилизации нагрузки с помощью RC-цепочки и 2) неудобство регулировки тока подмагничивания.

Параллельная схема включения источников колебаний звуковой и высокой частоты приведена на рис. 562,*б*. Контур L_1C_1 (фильтр-пробка) настроен на частоту тока подмагничивания и преграждает этому току путь в УЗ. Ток звуковой частоты не пропускает в генератор разделительный конденсатор C_2 небольшой емкости, сопротивление которого на самой высокой рабочей частоте должно быть во много раз больше сопротивления головки ГЗ. Конденсатор C_2 можно сделать полупеременным и регулировать им ток подмагничивания.

При расчете элементов стабилизирующей цепи (R и C) в формулах (см. выше) $L_г$ надо заменить на $L_г + L_1$. Индуктивность L_1 не следует выбирать большой, так как это приведет к увеличению сопротивления R и, следовательно, возрастет необходимая выходная мощность УЗ. Практически выбирают

$$L_1 = (0{,}25 \div 1)L_г.$$

Для улучшения работы фильтра его катушку следует наматывать возможно более толстым проводом и на сердечнике с малыми потерями (карбонильное железо, оксифер).

Преимущество параллельной схемы смешения — простота плавной регулировки тока подмагничивания в широких пределах, недостаток — сравнительная сложность.

Как при параллельной, так и при последовательной схемах смешения записывающую головку часто настраивают в резонанс с частотой тока подмагничивания. Для этого параллельно головке включают конденсатор небольшой емкости (на рис. 562,*а* показан пунктиром). При этом улучшается форма тока подмагничивания, так как ослабляются его высшие гармоники.

Выходной каскад УЗ целесообразно выполнять на маломощном триоде с низким внутренним сопротивлением, например, 6Н1П, 6Н3П, 6Н8С. Наиболее простой и широко применяемой является схема с выходным трансформатором в анодной цепи, позволяющая согласовать сопротивление нагрузки с внутренним сопротивлением лампы. Сопротивлением нагрузки можно считать сопротивление стабилизирующей цепи R. Выходное напряжение УЗ

$$U_{вых} = I_г R,$$

где $I_г$ — ток записи (табл. 134).

Исходя из величин сопротивления нагрузки и выходного напряжения, выбирается режим лампы (см. § 4 гл. X) и рассчитывается выходной трансформатор (см. § 4, гл. VI). Для снижения нелинейных искажений вводится отрицательная обратная связь (см. § 12 гл. X).

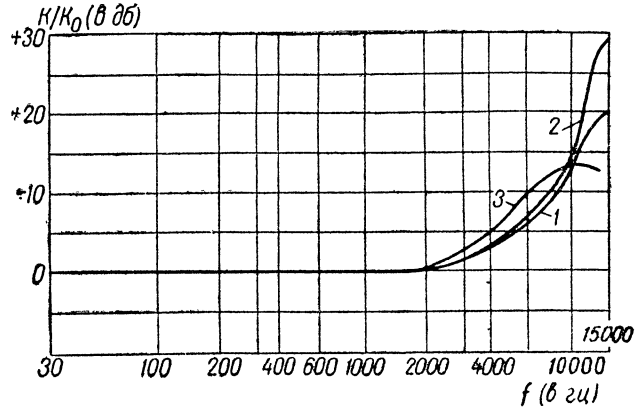


Рис. 563. Частотные характеристики усилителей записи:

1 — для ленты типа 1 при скорости 76,2 *см/сек* и зазоре головки 20 *мк*; *2* — для ленты типа 2 при скорости 38,1 *см/сек* и зазоре головки 10 *мк*; *3* — для ленты типа 2 при скорости 19,05 *см/сек* и зазоре головки 7 *мк*.

Частотная коррекция в УЗ. Частотная коррекция при записи должна быть такой, чтобы при воспроизведении через стандартный канал полученной с помощью УЗ фонограммы выходное напряжение на всех частотах получалось практически одинаковым, т. е. имело неравномерность, допускаемую стандартом или техническими условиями для данного типа магнитофона. Для этого частотная характеристика УЗ должна иметь подъем на высоких частотах (рис. 563). Частотные характеристики на рис. 563 построены как зависимости тока в записывающей головке от частоты при постоянстве э. д. с., действующей на входе усилителя.

Частотная коррекция может осуществляться во входной или выходной цепи, а также непосредственно в усилителе. Схемы коррекции на выходе усилителя показаны на рис. 564. В схеме рис. 564,*а* увеличение тока записи на высоких частотах достигается за счет резонанса напряжений в

контуре коррекции $L_к C_к$, который настраивается на верхнюю рабочую частоту. Практически в этой схеме при сопротивлении $R_к$, равном 8—10 *ком*, можно получить подъем высоких частот до 15—18 *дб*. При бо́льших величинах сопротивления $R_к$ подъем высоких частот увеличивается, однако при этом нужно повышать выходное напряжение усилителя (более 20 *в*), что приводит к возрастанию нелинейных искажений.

В схеме рис. 564,*б* индуктивность записывающей головки $L_г$ и катушки фильтр-пробки L_1 вместе с емкостью конденсатора $C_к$ образуют параллельный колебательный контур, настраиваемый на верхнюю рабочую частоту.

Переменные сопротивления в схемах рис. 564 позволяют регулировать величину подъема частотной характеристики.

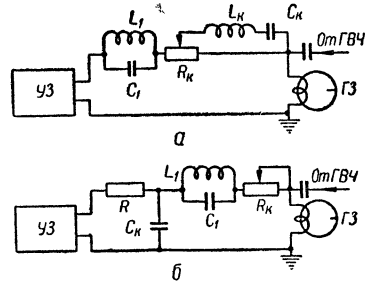


Рис. 564. Схемы частотной коррекции на выходе усилителя записи.

Частотная коррекция непосредственно в усилителе может быть осуществлена включением последовательного или параллельного колебатель-

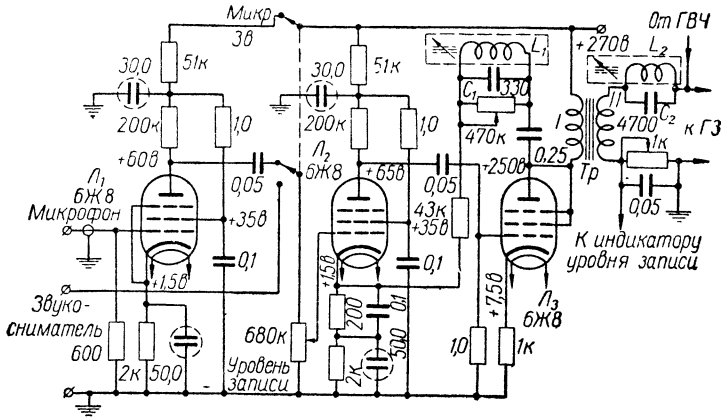


Рис. 565. Схема усилителя записи.

ного контура в цепь отрицательной обратной связи. Один из вариантов такой коррекции использован в практической схеме УЗ, приведенной на рис. 565.

Частотная характеристика УЗ корректируется только в области высоких частот (как в профессиональных магнитофонах) параллельным контуром L_1C_1, включенным в цепь обратной связи. Контур настроен на частоту 12 *кгц*. Подъем частотной характеристики на высоких частотах регулируется сопротивлением, шунтирующим контур.

Последовательно с записывающей головкой включается фильтр-пробка L_2C_2, настроенная на частоту подмагничивающего тока (55—60 *кгц*), и корректирующая цепочка (в области средних частот). Фильтр-пробка препятствует замыканию тока подмагничивания через вторичную обмотку выходного трансформатора.

Выходной трансформатор выполняется на сердечнике Ш 17 × 22 (сталь Э41). Первичная обмотка состоит из двух секций по 3000 витков провода ПЭЛ 0,09, вторичная имеет 800 витков провода ПЭЛ 0,2.

Индуктивность катушки L_1 0,4 *гн*; катушки L_2 — 2 *мгн*. При использовании сердечника СБ-4а первая катушка должна иметь 2 × 1800 витков провода ПЭЛ 0,08, вторая — 2 × 110 витков провода ПЭЛ 0,3.

§ 10. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Требования, предъявляемые к универсальным усилителям (УУ), зависят от скелетной схемы магнитофона (см. § 5). Возможны три варианта УУ.

Первый вариант УУ. При воспроизведении усилитель работает непосредственно от воспроизводящей головки, а при записи — от источника сигнала. При воспроизведении УУ нагружен на громкоговоритель, а при записи еще и на цепь записывающей головки. В таком усилителе при переходе с записи на воспроизведение или наоборот частотная характеристика должна изменяться за счет изменения схемы коррекции внутри усилителя.

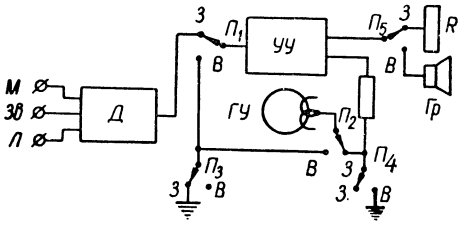


Рис. 566. Схема коммутации универсального усилителя:
З — запись; *В* — воспроизведение.

Выходная мощность УУ и минимальное входное напряжение определяются работой в режиме воспроизведения. В этом режиме выходная мощность должна быть достаточна для нормальной работы громкоговорителя (обычно 1—3 *вт*). Входное напряжение на низшей рабочей частоте составляет величину порядка 0,5 *мв*.

В УУ используется либо одна универсальная головка, либо две головки — записывающая и высокоомная воспроизводящая. Во втором случае можно получить лучшие качественные показатели, так как упрощается коммутация при переходе с записи на воспроизведение и обратно, ослабляются паразитные обратные связи через цепи коммутации. Однако в этом случае требуется больше места для установки головок и повышается стоимость магнитофона.

Схема коммутации УУ с универсальной головкой при переходе с записи на воспроизведение приведена на рис. 566. Для ослабления паразитных связей через цепи коммутации свободные участки этих цепей соединяются с «землей» переключателями $П_3$ и $П_4$, смонтированными на одной оси с основными переключателями.

В УУ с двумя головками воспроизводящая головка может быть постоянно подключена ко входу первого каскада, а источники записываемого

сигнала можно подключать во время записи ко входу второго каскада, отключая первый. В этом случае действие помех на цепи коммутации не так опасно, так как уровень сигнала в месте коммутации выше.

Записывающая головка подключается к аноду лампы выходного каскада через разделительный конденсатор и стабилизирующее сопротивление R (рис. 567), величина которого определяется по формуле

$$R = \frac{U_{\text{а. макс}}}{\sqrt{2} I_{\text{г}}},$$

где $U_{\text{а.макс}}$ — максимальная амплитуда переменного напряжения на аноде лампы; $I_{\text{г}}$ — ток записи (табл. 134).

Обычно сопротивление R получается сравнительно большим (порядка десятков килоом), поэтому в УУ фильтр-пробку не включают.

Все сказанное об отношении сигнал/шум в усилителях воспроизведения остается в силе и для УУ.

Частотная характеристика УУ при записи должна соответствовать рис. 563, а при воспроизведении — частотной характеристике усилителя воспроизведения (§ 8).

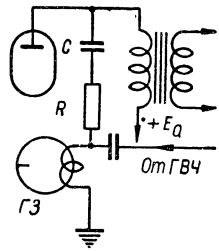


Рис. 567. Схема включения записывающей головки в универсальном усилителе.

Второй вариант УУ. Частотная характеристика при воспроизведении должна соответствовать характеристике усилителя воспроизведения, а при записи должна приближаться к горизонтальной прямой. Записывающая головка включается через корректирующую цепь, которая обеспечивает возрастание тока записи на высоких частотах (см. § 9 этой главы).

Коррекция при воспроизведении может быть выполнена по тем же схемам, что и в УВ.

Третий вариант УУ отличается от второго тем, что при воспроизведении усилитель работает не от головки, а от отдельного усилителя воспроизведения (рис. 551). В таком УУ не требуется никакой частотной коррекции.

§ 11. ГЕНЕРАТОРЫ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Генераторы высокой (ультразвуковой) частоты в магнитофонах предназначены для стирания и подмагничивания ленты во время записи. В более простых магнитофонах для этих целей применяется один генератор с частотой порядка 60 *кгц*. В магнитофонах, предназначенных только для записи речи (например, в диктофонах), эта частота может быть снижена до 25—30 *кгц* и менее, что позволяет уменьшить необходимую мощность генератора.

В стационарных магнитофонах, рассчитанных на высокое качество записи, частоту тока подмагничивания желательно повышать (до 120—180 *кгц*), так как при этом снижается шум фонограммы и ослабляются комбинационные тона при записи высоких звуковых частот. На такой частоте нельзя применять общий генератор для стирания и подмагничивания, так как при этом сильно возрос бы нагрев стирающей головки. Поэтому для стирания применяется отдельный генератор с частотой 50—60 *кгц*.

Для подмагничивания в некоторых случаях можно использовать вторую гармонику генератора стирания и обойтись все же одним генератором.

Полезная мощность, которую должен отдавать генератор, зависит от частоты колебаний и типа стирающей головки. Для типовой головки С-02 и частоты стирания 60 *кгц* мощность, потребляемая головкой, приблизительно равна 3 *вт*. Мощность же подмагничивания при той же частоте генератора составляет примерно 0,1 *вт*.

В составе подмагничивающего тока не должно быть четных гармоник, т. е. форма колебаний должна быть симметричной. Асимметрия формы подмагничивающего тока порядка 1% увеличивает шум фонограммы на 4 *дб*. Симметричная форма колебаний получается в двухтактных генераторах.

В отношении стабильности частоты генератора жесткие требования не предъявляются, поэтому большинство генераторов строится по схемам с самовозбуждением.

Излучение энергии генератора во внешнее пространство и в сеть переменного тока должно быть минимальным.

Схемы генераторов. Генераторы для магнитофонов собираются по однотактным и двухтактным схемам. В однотактных генераторах трудно получить симметричную форму колебаний, поэтому они применяются главным образом в диктофонах и в простых магнитофонах.

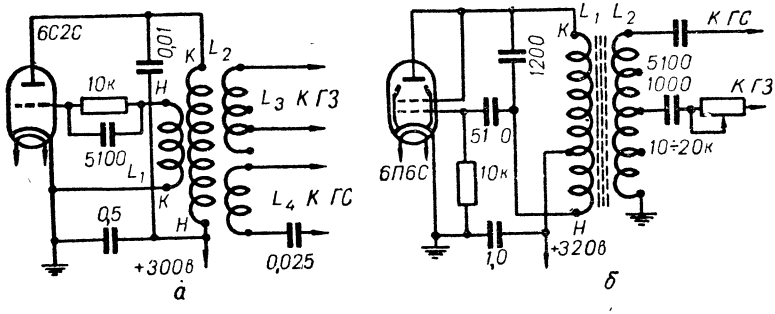


Рис. 568. Схемы одноконтурных генераторов высокой частоты:
а — трансформаторной; *б* — с автотрансформаторной обратной связью.

Наиболее просты схемы на триодах с трансформаторной обратной связью. На рис. 568,*а* приведена схема, которая может быть выполнена на маломощном триоде 6С2С. Такой генератор дает ток стирания до 130—140 *ма* и ток подмагничивания до 15 *ма* с частотой 20—30 *кгц*. Данные обмоток для такой схемы: L_1 — 200 витков провода марки ПЭ 0,15÷0,16, индуктивность 0,6 *мгн*; L_2 — 400 витков провода марки ПЭ 0,3, индуктивность 3,5 *мгн*; L_3 — 80 + 20 + 20 витков провода марки ПЭ 0,15, индуктивность 0,4 *мгн*; L_4 — 50 витков провода марки ПЭ 0,5. Диаметр каркаса 20 *мм*, длина намотки 35 *мм*.

От генератора, схема которого приведена на рис. 568,*б*, можно получить ток стирания до 150 *ма* и ток подмагничивания до 25 *ма* на частоте 60 *кгц*, и, следовательно, схема пригодна для магнитофонов, работающих на самых высоких скоростях движения пленки — до 770 *мм/сек*. Данные обмоток:

L_1 — 100 + 400 витков провода марки ПЭ 0,3, индуктивность всей обмотки 5,5 *мгн*, индуктивность секции 100 витков 0,3 *мгн*, секции 400 витков 3,5 *мгн*; L_2 — 200 витков провода марки ПЭ 0,41 с отводами через каждые 50 витков, индуктивность 1,2 *мгн*. Диаметр каркаса 20 *мм*, длина намотки 35 *мм*. Внутри каркаса помещен магнетитовый сердечник длиной 30—40 *мм*.

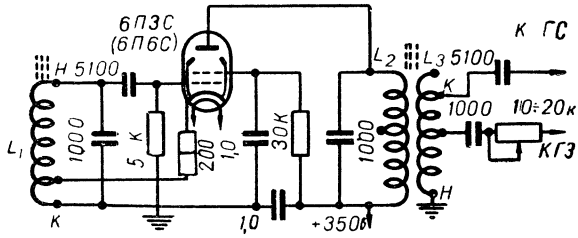


Рис. 569. Схема двухконтурного генератора высокой частоты.

Двухконтурный генератор высокой частоты, собранный по схеме рис. 569, сложнее в изготовлении, чем одноконтурный, но работает стабильнее и менее чувствителен к изменению режимов питания. От генератора, собранного на лампе 6П3С, на частоте 60 *кгц* можно получить ток стирания до 170—190 *ма*, а на лампе 6П6С — до 150—160 *ма*. Применение раздельных сеточного и анодного контуров обеспечивает лучшую форму колебаний, но несколько усложняет настройку.

Катушки намотаны на броневых карбонильных сердечниках типа СБ-4. Обмотки секционированные, их данные: L_1 — 125 + 125 + 125 + 80 витков провода ПЭ 0,21—0,23 с отводом от 375-го витка, индуктивность всей обмотки 5,2 *мгн*, индуктивность секции 375 витков 4,2 *мгн*; L_2 — 180 + 180 витков ПЭ 0,21—0,23, индуктивность 5,2 *мгн*; L_3 — 70 + 40 витков с отводами после 70-го и 95-го витков, индуктивность 0,52 *мгн*.

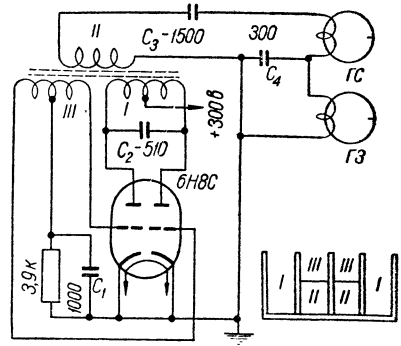


Рис. 570. Схема двухтактного генератора высокой частоты и эскиз расположения обмоток на каркасе.

Схема двухтактного генератора приведена на рис. 570. При нагрузке на высокоомную стирающую головку такой генератор обеспечивает ток стирания до 50 *ма* при частоте порядка 60 *кгц*. Напряжение подмагничивания снимается с конденсатора C_4. Катушки намотаны на четырехсекционном каркасе и помещены в сердечник типа СБ-4. Обмотка *I* состоит из 2 × 220 витков провода ПЭЛ 0,15, обмотка II — из 120 витков провода ПЭЛ 0,25 и обмотка III — из 2 × 50 витков ПЭЛ 0,15.

§ 12. ИНДИКАТОРЫ УРОВНЯ ЗАПИСИ

Во время записи необходимо следить за тем, чтобы ее уровень не превышал максимально допустимого значения для данной ленты и не был слишком мал. Чем меньше уровень записи, тем меньше отношение сигнал/шум при воспроизведении.

В качестве опорной величины при измерении уровня записи служит запись установочного уровня на измерительной ленте (см. § 3 этой главы). При измерении сравниваются напряжение на выходе канала воспроизведения при воспроизведении записи на данной ленте и записи установочного уровня на измерительной ленте. Поскольку коэффициент усиления в канале воспроизведения изменяется с течением времени очень мало, достаточно один раз измерить выходное напряжение при воспроизведении контрольной ленты («прокалибровать» канал воспроизведения) с тем, чтобы потом длительное время пользоваться каналом для измерения уровня в процессе записи. Измеритель выходного напряжения, специально предусматриваемый в магнитофоне для этой цели, называют индикатором уровня.

В магнитофонах, не имеющих сквозного канала запись-воспроизведение, уровень записи определяется косвенным путем. Индикатор уровня измеряет в этом случае напряжение сигнала, подводимое к цепи записывающей головки.

Требования, предъявляемые к индикаторам уровня: 1) чувствительность должна соответствовать подводимому напряжению;

2) чтобы не вносить искажений в записываемый сигнал, минимальное входное сопротивление индикатора в рабочем диапазоне частот и напряжений должно быть в 15—20 раз больше выходного сопротивления той части схемы, к которой он подключается;

3) должен быть достаточно большим диапазон измерений (для любительской звукозаписи —12 *дб*, для профессиональной —40—50 *дб*);

4) индикатор должен успевать реагировать на быстрые изменения уровня записи и отмечать повышения уровня, длящиеся более 10—20 *мсек*.

Постоянная времени индикатора уровня τ показывает минимальную продолжительность действия входного напряжения, при которой его величина будет оценена индикатором с ошибкой не более 20%. Таким образом, постоянная времени индикатора должна находиться в пределах 10—20 *мсек*.

Из-за инерции некоторых измерителей (например, гальванометра) показания индикатора уровня запаздывают на определенное время. Время запаздывания не должно превышать 200 *мсек*.

Для облегчения наблюдений за индикатором уровня искусственно замедляют обратное движение измерителя (к нулевому отсчету).

Типы индикаторов уровня. В магнитофонах применяются индикаторы максимального или среднего уровня. Первые имеют постоянную времени 10—20 *мсек*, вторые— порядка 200 *мсек*. Индикаторы максимального уровня относительно сложны и применяются редко. Индикаторы среднего уровня менее точны и применяются в более простых магнитофонах.

В СССР в профессиональной звукозаписи приняты индикаторы уровня с постоянной времени 60 *мсек*. Их показания при коротких импульсах (20 *мсек*) вдвое меньше показаний индикаторов максимального уровня. Преимущество индикаторов с постоянной времени 60 *мсек* по сравнению с индикаторами максимального уровня — простота, по сравнению с индикаторами среднего уровня — бо́льшая точность измерений.

Схема индикатора уровня с электронно-оптическим указателем приведена на рис. 571. Такой индикатор широко применяется в магнитофонах

домашнего пользования. Делитель R_1R_2 повышает входное сопротивление индикатора и позволяет подбирать чувствительность индикатора. Максимальная ее величина (при $R_1 = 0$) составляет примерно 5 *в*.

Постоянная времени индикатора $C_2(R_2 + R_д)$, где $R_д$ — прямое сопротивление диода. Время возвращения указателя (затемненного сектора) в исходное положение равно произведению емкости конденсатора C_2 и величины сопротивления R_3. При времени возвращения около 1,5 сек. постоянная времени индикатора уровня записи, собранного по схеме рис. 571, может быть получена порядка 100—200 *мсек*.

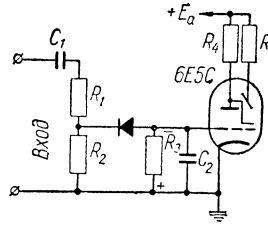


Рис. 571. Схема индикатора уровня записи с электронно-оптическим указателем.

§ 13. НАЛАЖИВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТРАКТА МАГНИТОФОНОВ

Установка правильного положения воспроизводящей и универсальной головок производится при воспроизведении участка измерительной ленты с индексом «Ч» (см. § 3 этой главы), на котором записана максимальная частота. Вместо измерительной ленты можно использовать любую другую запись частоты, близкой к верхнему пределу полосы частот записи и воспроизведения данного магнитофона (табл. 132). Головка устанавливается по наилучшему воспроизведению.

При установке головок нужно учитывать следующие требования: 1) рабочий зазор головки должен быть перпендикулярен направлению движения ленты и находиться в середине угла огибания головки лентой; 2) высота головки должна быть отрегулирована так, чтобы лента хорошо прилегала ко всей рабочей поверхности; 3) экран головки не должен мешать движению ленты; 4) экран воспроизводящей головки должен устанавливаться по минимуму наводок.

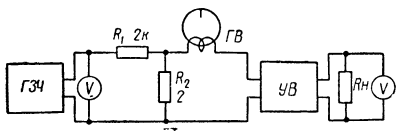


Рис. 572. Схема для снятия частотной характеристики усилителя воспроизведения при использовании звукового генератора.

Снятие частотной характеристики усилителя воспроизведения производится при воспроизведении измерительной ленты с индексом «Ч». Сначала воспроизводится частота 1000 *гц* и регулятором усиления устанавливается выходное напряжение, равное примерно 20% номинального. После этого воспроизводятся остальные частоты и измеряются выходные напряжения. Неравномерность частотной характеристики не должна превышать величин, указанных в табл. 132.

Если измерительной ленты нет, то для снятия частотной характеристики канала воспроизведения можно использовать звуковой генератор (рис. 572). На вход делителя R_1R_2 от звукового генератора подается такое напряжение звуковой частоты, при котором на сопротивлении R_2 получается напряжение, равное номинальному выходному напряжению головки (табл. 134). Регулятор усиления в УВ устанавливается в положение, при

котором напряжение на выходе усилителя на минимальной частоте не превышает номинального. Зависимость напряжения на выходе усилителя от частоты при неизменном напряжении на выходе звукового генератора представляет частотную характеристику тракта воспроизведения без учета частотных искажений, обусловленных конечной шириной рабочего зазора головки.

Снятие частотной характеристики усилителя записи производится по схеме, приведенной на рис. 573, при выключенном генераторе подмагничивающего тока. Напряжение от звукового генератора подается на вход усилителя записи УЗ через сопротивление $R_{ист}$, равное выходному сопротивлению источника сигнала (микрофона, звукоснимателя и т. п.). Напряжение на выходе звукового генератора поддерживается неизменным в пределах полосы частот записи. Ток в записывающей головке ГЗ измеряется непосредственно термоэлектрическим миллиамперметром или определяется путем измерения напряжения на небольшом сопротивлении известной величины (10—20 *ом*), как показано на схеме.

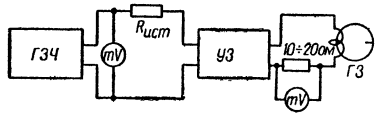


Рис. 573. Схема для снятия частотной характеристики усилителя записи.

Типовые характеристики УЗ приведены на рис. 563.

Установка правильного положения записывающей головки в магнитофонах с разделенными усилителями записи и воспроизведения производится при записи частоты, близкой к верхнему пределу полосы частот записи, по максимальному напряжению на выходе усилителя воспроизведения. В магнитофонах с универсальным усилителем правильное положение записывающей головки подбирается путем записи и последующего воспроизведения такой же частоты при разных положениях головки.

Установка оптимального тока высокочастотного подмагничивания. Для определения оптимального тока подмагничивания производят несколько контрольных записей сигнала с частотой 1000 *гц* при различных токах подмагничивания. Во время воспроизведения контрольных записей следят за выходным напряжением усилителя воспроизведения по прибору или на слух. Ток подмагничивания, при котором запись обеспечивает наибольшее выходное напряжение при воспроизведении, является оптимальным током подмагничивания.

В магнитофонах с разделенными усилителями записи и воспроизведения оптимальный ток подмагничивания можно устанавливать непосредственно при записи сигнала.

Установленное значение оптимального тока подмагничивания следует измерить, чтобы можно было контролировать его в процессе эксплуатации магнитофона. Ток подмагничивания измеряется таким же способом, как и ток звуковой частоты при снятии частотной характеристики УЗ (рис. 573). Измерение производится при отсутствии тока звуковой частоты.

Оптимальный ток подмагничивания для ленты типов 1 и 1Б в два раза меньше, чем для ленты типа 2. На практике часто для лент типов 1 и 1Б устанавливают такой же ток, как и для ленты типа 2. При этом несколько снижается отдача ленты (э. д. с. воспроизводящей головки), но повышается отношение сигнал/шум.

Снятие частотной характеристики сквозного канала запись-воспроизведение в магнитофонах с разделенными усилителями записи и

воспроизведения производится непосредственно в режиме записи. На вход усилителя записи через сопротивление, равное выходному сопротивлению источника сигнала, подается постоянное по величине напряжение различных частот и измеряется напряжение на выходе усилителя воспроизведения.

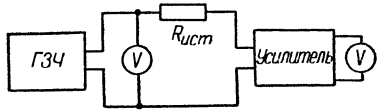


Рис. 574. Схема для снятия частотной характеристики сквозного канала запись-воспроизведение.

В магнитофонах с универсальным усилителем сначала записываются различные частоты по схеме рис. 574 при неизменной величине напряжения на выходе звукового генератора. После этого запись воспроизводится и измеряются напряжения на выходе усилителя.

Неравномерность частотной характеристики сквозного канала не должна превышать величин, приведенных в табл. 132.

ГЛАВА XIV

ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОУСТРОЙСТВ

§ 1. ГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И БАТАРЕИ

Применяются гальванические элементы двух видов: водоналивные, которые необходимо перед применением залить чистой водой, и сухие, поступающие в продажу в готовом к действию виде.

По системе деполяризации различают элементы и батареи марганцевой, воздушно-марганцевой и воздушной деполяризации.

По конструкции элементы и батареи могут быть трех видов: стаканчиковые, галетные и чашечковые. Наливные элементы выпускаются только стаканчиковой конструкции.

Основные показатели гальванических элементов. Электродвижущая сила элемента определяется химическими свойствами активных материалов — электролита и электродов и не зависит от их размеров. Изменения температуры элемента почти не влияют на величину э.д.с. Только при температурах, близких к температуре замерзания электролита, э. д. с. элемента резко падает. Замерзшие элементы восстанавливают свое действие после отогревания.

Холодостойкость элементов определяется минимальной температурой, при которой элемент может нормально работать.

Внутреннее сопротивление элемента определяется суммарным сопротивлением электродов, электролита и деполяризатора. Оно зависит не только от свойств активных материалов, но и от размеров элемента, а также от температуры и плотности электролита.

Величина внутреннего сопротивления элемента оказывает большое влияние на режим питания устройства, в котором используется этот элемент. При неизменной э. д. с. элемента E напряжение на нагрузке $U_н$ зависит от внутреннего сопротивления элемента $R_{вн}$ и тока нагрузки $I_н$

$$U_н = E - I_н R_{вн}.$$

Емкость элемента определяется количеством электричества, отдаваемого элементом при определенных условиях разряда. Если ток разряда остается постоянным в течение всего разряда, то емкость (в *а·ч*) может быть выражена произведением

$$Q = I_р t,$$

где $I_р$ — ток разряда (в *а*);

t — время разряда (в час.).

При указании емкости элемента должны указываться условия разряда (величина сопротивления нагрузки, температура и напряжение в конце разряда).

Емкость элемента будет больше при малом токе разряда, при разряде с меньшими перерывами, при более высоких температурах окружающей среды, а также при низком значении напряжения, до которого разряжается элемент.

Нормальный разрядный ток — ток разряда, при котором емкость элемента будет наибольшей.

Саморазряд элементов является вредным процессом, приводящим к снижению емкости и преждевременной порче элементов. Саморазряд элементов происходит независимо от того, работает или не работает элемент на нагрузку. При повышении температуры саморазряд увеличивается.

При выборе элементов следует обращать внимание на дату их изготовления, так как из-за саморазряда элементы сохраняют свои электрические характеристики только в течение определенного срока, указываемого в паспортных данных.

Сохранность элементов и батарей характеризуется временем, в течение которого все показатели батареи или элемента не хуже оговоренных в технических условиях.

Сухие элементы и батареи используются для питания подвижных радиоустройств, а также для питания различных устройств при отсутствии других источников питания.

Э. д. с. сухого элемента равна 1,4—1,6 *в*, внутреннее сопротивление в зависимости от размеров элемента и степени его разряда может лежать в пределах от 0,1 до 10 *ом*.

Температурные интервалы работоспособности:

Сухих элементов		Сухих батарей	
Летние	от —20 до +60°	Летние	от —20 до +60°
Холодостойкие	от —40 до +40°	Холодостойкие .	от —50 до +40°
Универсальные .	от —40 до +60°	Универсальные .	от —50 до +60°

Недостаток сухих элементов и батарей — высыхание электролита и саморазряд.

Основные данные элементов и батарей приведены в табл. 135.

Водоналивные элементы применяются в стационарных устройствах. Их можно хранить более длительное время, чем сухие.

Водоналивные элементы, заполненные водой, могут работать при температурах не ниже —18°. Для работы при более низких температурах они заполняются раствором хлористого кальция плотностью 1,28—1,33. Допускается применение раствора едкого калия такой же плотности. Указанные растворы можно заливать только в те элементы, которые до этого не заполнялись водой. Плотность раствора в зависимости от температуры определяется по табл. 136.

Разряженные водоналивные элементы могут быть восстановлены. Для этого следует долить их 15—20%-ным раствором нашатыря (NH_4Cl). Если через 6 час. после заливки напряжение элемента возрастет до номинального значения, то его можно использовать вновь.

Маркировка гальванических батарей и элементов. Первая цифра по новой системе маркировки обозначает начальное напряжение в вольтах,

Основные данные гальвани

Наименование батареи			Начальные характеристики		
Новое	Старое	Торговое	Напряжение (в в)	Емкость (в а · ч)	Продолжительность работы (в час.)
		Сухие батареи для питания			
68-АМЦ-х-0,6	БАС-Г-60-х-0,6	—	68	0,60	—
102-АМЦ-у-1,0	БАС-80-у-1,0	—	102	1,00	95
102-АМЦ-х-1,0	БАС-80-х-1,0	—	102	1,00	—
13-АМЦГ-0,5	БАС-Г-13	—	13	0,50	—
13-АМЦГ-у-0,5	—	—	13	0,50	500
70-АМЦГ-у-1,3	БАС-Г-60-у-1,3	—	70	1,30	120
100-АМЦГ-0,7	БАС-Г-80-л-0,8	—	100	0,70	66
100-АМЦГ-2,0	БАС-Г-80-л-2,1	—	100	2,00	180
100-АМЦГ-у-2,0	БАС-Г-80-у-2,1	—	100	2,00	180
102-АМЦГ-1,2	БАС-Г-90	—	102	1,20	—
120-АМЦГ-0,27	БАС-Г-120	—	120	0,27	—
160-АМЦГ-0,35	БАС-Г-160	—	160	0,35	—
		Батареи для пере			
1,28-НВМЦ-525	БНС-МВД-500	«Девиз»	1,28	525	1100
1,28-НВМЦ-525-п	БНС-МВД-400	«Экран»	1,28	525	1100
1,46-НМЦ-60ч	БНС-15	Накал «Воронеж»	1,46	60	—
1,6-ФМЦ-у-3,2	1-кс-у 3	«Сатурн»	1,6	—	20
5,6-НМЦГ-22ч	—	«Рассвет»	5,6	—	22
54-АСМЦГ-5-п	БС-Г-60-с-8	«Энергия»	Анод 54, сет. 4	5 5	120 120
65-АНМЦ-1,3-п	«Тула»	«Тула» «Заря»	Анод 65, нак. 2,5	1,3 29,5	120 280
67,5-АМЦГ-у-0,06	—	«Малыш» (анод)	67,5	0,06	10
70-АМЦГ-5	БС-Г-70	«Дружба»	70	5	120
70-АНВ-275ч	—	«Электрон»	Анод 70, нак. 5,2	— —	275 275

Таблица 135

ческих батарей и элементов

Характеристики в конце срока хранения			Условия разряда		Размеры максимальные (в *мм*)			Максимальный вес (в *кг*)	Применение
Гарантийная сохранность (в месяцах)	Емкость в конце хранения (в *а · ч*)	Продолжительность работы в конце хранения (в час.)	Сопротивление внешней цепи (в *ом*)	Конечное напряжение цепи (в *в*)	Длина	Ширина	Высота		
цепей анодов радиоламп									
12	0,40	—	4 680	40	174	112	50	1,30	—
15	0,75	68	7 000	60	218	138	73	3,00	—
15	0,70	—	7 000	60	218	138	73	3,00	—
12	0,35	—	—	8	70	52	42	0,25	—
18	—	—	10 000	8	65	51	41	0,25	—
15	1,05	92	4 680	40	174	112	50	1,60	—
15	0,57	54	7 000	60	174	117	53	1,70	—
15	1,60	149	7 000	60	218	138	73	3,35	—
15	1,60	149	7 000	60	218	138	73	3,35	—
12	0,85	—	7 000	60	185	145	59	2,50	—
6	0,20	—	8 750	56	240	94	40	1,30	—
6	0,24	—	11 700	100	109	77	144	1,80	—
носных приемников									
15	315	675	2	0,8	160	160	185	6,5	«Родина-47»
15	315	675	2	0,8	160	160	185	6,5	«Искра-49» «Родина-52» «Новь»
12	—	—	3	0,9	180	45	105	1,3	«Воронеж»
12	—	15	10	0,85	—	34[2]	64	0,105	«Турист»
18	—	16	75	3,8	80	50	57	0,34	«Дорожный» (переносный)
15	3,5	80	800	27					«Искра-49»
15	3,5	80	60	2	225	85	235	7,5	«Родина-52» «Новь»
15	0,95	80	4 680	40					«Тула»
15	22	200	20	1,4	125	120	190	3,5	«Заря» «Луч»
6	—	—	10 330	48	62	38	67	0,25	«Малыш»
15	3,5	80	1 000	35	155	155	215	8,5	«Родина-47»
12	—	200	8 000	45	235	120	150	5,2	«Дорожный» (стационарный)
12	—	200	75	3,8					

Наименование батареи			Начальные характеристики		
Новое	Старое	Торговое	Напряжение (в в)	Емкость (в а · ч)	Продолжительность работы (в час.)
75-АМЦГ-22ч	—	«Радуга»	75	—	22
123-АСМЦГ-60ч	БАС-Г-120-с-0,45	Анод «Воронеж»	Анод 123, сет. 12,8	60	—
		Батареи для портативных усили			
49-САМЦГ-0,25-п	ГБ-СА-45	Анод «Звук»	49	0,25	100
1,58-СНМЦ-2,5	НС-СА	Накал «Звук»	1,58	2,5	20
31-САМЦЧ-0,02	ГБЧ-СА-30	Анод «Слух»	31	0,02	40
1,5-СНМЦ-0,6	КБ-СА	Накал «Слух»	1,5	0,6	12
4,2-САМЦ-1,0	БГ-4,5	—	4,2	1,0	—
1,5-СТМЦ-60ч	—	«Кристалл»	1,5	—	60
330-ЭВМЦГ-1000 [1]	—	«Молния»	330	—	1000
15-РММЦГ-20ч	—	«Звукозапись»	15	—	20
		Элементы и батареи для фонарей			
1,6-ФМЦ-у-3,2	1-кс-у-3	«Сатурн»	1,6	3,2	32
1,3-НВМЦ-75	—	«Прибой»	1,3	75	300
1,3-НВМЦ-150	6-С-МВД	—	1,3	135	700
1,3-НВМЦ-250	—	«Волна»	1,3	250	1000
1,3-ФМЦ-0,25	ФБС-0,25	—	1,3	0,25	—
3,7-ФМЦ-0,5	КБС-л-0,5	—	3,7	0,5	2
4,1-ФМЦ-0,7	КБС-х-0,7	—	4,1	0,7	3
		Сухие элементы для			
1,48-ПМЦ-9	2-с-л-9	—	1,48	9,0	80
1,54-ПМЦ-х-48ч	КБ-х-1,5	—	1,54	—	48
1,54-ПМЦ-у-48ч	КБ-у-1,5	—	1,54	—	48
1,6-ПМЦ-х-1	КБ-1	—	1,6	1,05	—
1,6-ПМЦ-у-3,2	—	—	1,6	3,2	32
1,6-ПМЦ-у-8	2-с-у-8	—	1,6	8,0	80

Продолжение табл. 135

Характеристики в конце срока хранения			Условия разряда		Размеры максимальные (в *мм*)			Максимальный вес (в *кг*)	Применение
Гарантийная сохранность (в месяцах)	Емкость в конце хранения (в *а · ч*)	Продолжительность работы в конце хранения (в час.)	Сопротивление внешней цепи (в *ом*)	Конечное напряжение цепи (в *в*)	Длина	Ширина	Высота		
8	—	16	8000	45	95	40	70	0,36	«Дорожный»
12	45	—	9000	65					«Турист»
12	45	—	940	7	280	53	85	1,65	«Воронеж»
тельных и переносных устройств									
8	0,15	70	25000	30	80	25	100	0,25	Для слухового аппарата «Звук»
10	2,0	15	10	1,0	—	36 [2]	101	0,16	
6	0,007	14	50000	20	34	20	46	0,04	Для слухового аппарата «Слух»
6	0,4	8	25	1,0	—	20 [2]	59	0,04	
6	0,7	—	10	2,0	102	37	81	0,4	—
6	—	—	200	1,0	—	16 [2]	50	0,025	Для аппарата «Кристалл»
6	—	—	—	240	120	62	132	1,4	Для электронной вспышки
12	—	15	—	9	142	56	87	1,3	Для репортерского магнитофона
и накальные общего применения									
12	2,6	26	10	0,7	—	34 [2]	64	0,105	—
12	40	160	4,5	0,95	162	57	132	2,0	—
15	80	450	5	0,7	82	82	176	1,7	—
15	150	600	4,5	0,95	228	80	170	5,0	—
4	0,17	—	—	0,6	—	21 [2]	38	0,022	—
6	0,27	1,33	10	2,0	63	22	67	0,16	—
8	0,38	2	10	2,0	63	22	67	0,16	—
различных приборов									
12	6,0	60	10	0,7	42	42	102	0,3	—
24	—	48	10	—	—	22 [2]	62	0,045	—
24	—	48	10	—	—	22 [2]	62	0,045	—
8	—	—	117	1,0	—	21 [2]	60	0,045	—
12	2,6	26	10	0,7	—	34 [2]	75	0,15	—
12	—	—	10	0,7	42	42	102	0,3	—

Наименование батареи			Начальные характеристики		
Новое	Старое	Торговое	Напряжение (в в)	Емкость (в а · ч)	Продолжительность работы (в час.)
Высоковольтные батареи для					
100-ПМЦГ-у-0,05	—	—	100	0,05	50
105-ПМЦГ-0,05	ГБ-100 № 3	—	105	0,05	—
109-ПМЦГ	ГБ-100	—	109	—	—
120-ПМЦГ-0,15	ГБ-120	—	120	0,15	—
200-ПМЦГ-0,01	ГБМ-200-0,01	—	200	0,01	—
200-ПМЦГ-0,01-п	—	—	200	0,01	350
225-ПМЦГ-80ч	ГБ-200	—	225	—	80
315-ПМЦГ-80ч	ГБ-300 № 2	—	315	—	80
400-ПМЦГ-0,01	ГБ-400	—	400	0,01	—

[1] Тысяча — число включений батареи при +20°.

Таблица 136

Зависимость плотности раствора от температуры

Температура (в градусах)	+15	0	—10	—20	—30	—40
Плотность раствора . .	1,280	1,290	1,295	1,300	1,305	1,310

последняя — начальную емкость свежеизготовленных батарей или элементов в ампер-часах. Первая буква (или сочетание двух, а иногда трех букв)— назначение источника тока: А — анодная, Н — накальная, Ф — фонарная, Т — телефонная, П — приборная, АН — анодно-накальная, АС — анодно-сеточная, СА — слуховая анодная, СН — слуховая накальная, ГР — геологоразведывательная, РЗА — радиозондовая анодная, РЗН — радиозондовая накальная, АНС — анодно-накально-сеточная и т. п.

Элементы различных систем обозначаются следующими сочетаниями букв: МЦ — марганцево-цинковые, ВМЦ — воздушно-марганцево-цинковые, ВДЦ или В — воздушной деполяризации цинковые, МОЭ — медно-окисные с цинковым отрицательным электродом. Галетные и чашечковые элементы обозначаются соответственно буквами «г» и «ч», стаканчиковые дополнительных обозначений не имеют. Строчные буквы «х» или «у» указывают на тип элементов и батарей: «холодостойкие» или «универсальные». При отсутствии этих букв тип батареи — «летний».

Продолжение табл. 135

Характеристики в конце срока хранения			Условия разряда		Размеры максимальные (в *мм*)			Максимальный вес (в *кг*)	Применение
Гарантийная сохранность (в месяцах)	Емкость в конце хранения (в *а·ч*)	Продолжительность работы в конце хранения (в час.)	Сопротивление внешней цепи (в *ом*)	Конечное напряжение цепи (в *в*)	Длина	Ширина	Высота		
различных приборов									
12	2	—	81900	70	77	28	77	0,25	—
6	0,02	2	70000	70	77	28	77	0,18	—
6	—	—	85000	—	—	47 [2]	111	0,3	—
6	0,1	—	49000	75	174	26	84	0,47	—
6	0,005	—	—	125	65	37	47	0,135	—
6	—	—	6000	168	117	32	41	0,2	—
6	—	60	85000	150	86	63	147	1,0	—
6	—	60	120000	210	80	80	155	1,3	—
6	0,005	—	—	250	87	63	35	0,25	—

[2] Диаметр.

Строчная буква «п» в обозначениях батарей указывает на то, что выводные провода батареи подведены к панели, в которую вставляется переходная колодка шланга питания.

§ 2. АККУМУЛЯТОРЫ

Основные показатели аккумуляторов. Аккумуляторы характеризуются такими же показателями, как и гальванические элементы. Дополнительно вводится понятие коэффициента отдачи.

Коэффициент отдачи по емкости η_e выражается соотношением

$$\eta_e = \frac{I_p t_p}{I_з t_з},$$

где I_p и t_p — ток и время разряда;
$I_з$ и $t_з$ — ток и время заряда.

Коэффициент отдачи по энергии выражается соотношением

$$\eta_э = \frac{U_p I_p t_p}{U_з I_з t_з},$$

где $U_з$ и U_p — средние значения напряжений во время заряда и разряда.

Свинцовые (кислотные) аккумуляторы. Положительный электрод свинцового аккумулятора состоит из свинцовых пластин, покрытых слоем перекиси свинца, отрицательный — из пластин чистого свинца в сильно раздробленном состоянии (губчатый свинец). Электролитом служит раствор серной кислоты.

Пластины помещают в сосуд из стекла, эбонита или пластмассы и отделяют друг от друга сепараторами — пластинками из эбонита или специально обработанной фанеры.

Э. д. с. свинцовых аккумуляторов в конце заряда равна 2,7 *в*, в конце разряда — 1,8 *в*. Коэффициент отдачи по емкости равен 85—90%, по энергии — 65—70%. Величина саморазряда за месяц при температуре +25° выражается в падении номинальной емкости на 15—30% .

Кислотные аккумуляторы обеспечивают возможность получения больших кратковременных токов, однако весьма требовательны в отношении ухода за ними при эксплуатации.

Не допускается размещение кислотных аккумуляторов в одной упаковке с радиоаппаратурой.

Для питания радиоаппаратуры применяются в основном стартерные, радионакальные и радиоанодные кислотные аккумуляторные батареи. Основные данные стартерных аккумуляторных батарей приведены в табл. 137, а радионакальных и анодных — в табл. 138.

Приготовление кислотного электролита. Плотность раствора серной кислоты (проверяется ареометром) при температуре +20° должна быть 1,21 (для радионакальных и анодных аккумуляторов) и 1,25 (для стартерных аккумуляторов). Чтобы приготовить раствор плотностью 1,21, на 1 *л* дистиллированной воды следует взять 400 *г* химически чистой серной кислоты, а для раствора плотностью 1,25 — 500 *г*. Вместо дистиллированной можно брать чистую дождевую или снеговую воду.

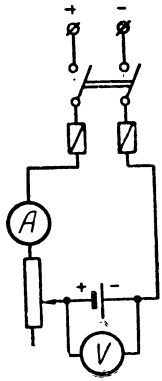


Рис. 575. Схема зарядки аккумуляторов.

Электролит приготовляют в чистой стеклянной или фарфоровой посуде. При этом обязательно соблюдается следующий порядок: сначала в сосуд наливают некоторое количество воды, а затем постепенно тонкой струйкой доливают кислоту и раствор перемешивают стеклянной палочкой. Наливать воду в кислоту нельзя, так как при этом кислота будет бурно кипеть и разбрызгиваться.

Серная кислота очень ядовита, поэтому обращаться с ней следует осторожно. Пораженные кислотой места следует немедленно смочить слабым раствором щелочи (соды) и промыть. Хранить кислоту надо в стеклянной посуде с резиновой или стеклянной пробкой.

Приготовлять раствор следует за 12—20 час. до заливки в аккумуляторы, чтобы он успел остыть. При заливке раствора в аккумуляторы его температура не должна превышать +25°.

Приготовленный раствор наливают в аккумуляторы так, чтобы уровень жидкости был на 5—15 *мм* выше верхних краев пластин.

Зарядка кислотных аккумуляторов. Аккумуляторы заряжают постоянным или пульсирующим током; положительный полюс аккумуляторной батареи присоединяется к положительному полюсу источника электроэнергии, а отрицательный — к отрицательному (рис. 575).

Таблица 137

Основные данные стартерных аккумуляторных батарей

Тип батареи	Рабочее напряжение (в *в*)	Номинальная емкость (в *а · ч*)	Размеры (в *мм*)			Количество электролита (в *л*)	Вес (в *кг*)
			Длина	Ширина	Высота		
3СТ-60-ЭД 3СТ-60-ЭМ	6	60	179	178	237	—	—
3СТ-70-ВД 3СТ-70-ПД 3СТ-70-ПМ	6	70	257	194	230	2,1	20
3СТ-84-ВД 3СТ-84-ПД 3СТ-84-ПМ	6	84	272	188	230	2,5	21
3СТ-98-ВД 3СТ-98-ПД 3СТ-98-ПМ	6	98	308	188	245	2,8	23
3СТ-126-ПД	6	126	386	188	245	—	—
3СТ-135-ЭМ	6	135	335	180	240	—	—
3СТ-112	6	112	340	188	245	2,6	—
6СТ-54-ЭМ	12	54	283	182	237	—	—
6СТ-68-ЭМ	12	68	358	183	236	—	—
6СТЭ-128	12	128	516	236	234	6,3	58
6СТЭ-144	12	144	526	308	249	6,8	69

Примечание. В обозначении типа батарей указывается: цифра 3 или 6 — число последовательно соединенных элементов в батарее; буквы СТ — батарея стартерная; число после буквы — номинальная емкость при 10-часовом непрерывном режиме разряда; буквы в конце характеризуют материал бака (Э — эбонит, П — пластмасса) и материал сепараторов (Д — дерево или материал, комбинированный с деревом; М — мипор, мипласт или материал, комбинированный с ними).

Кислотные аккумуляторы следует заряжать не более чем через 24 час. после разряда. Перед зарядкой необходимо вывернуть пробки, проверить уровень и плотность электролита (ареометром). Пробки можно закрывать только через 4—6 час. после окончания зарядки.

Нормальный ток заряда (в *а*) может быть определен по формуле

$$I_з = \frac{Q}{t\eta_e},$$

где Q — номинальная емкость аккумулятора (в $а \cdot ч$);

t — время заряда, равное 10 час. для радионакальных и анодных аккумуляторов и 20 — для стартерных аккумуляторов;

η_e — коэффициент отдачи аккумулятора по емкости.

Таблица 138

Основные данные радионакальных и анодных батарей аккумуляторов

Тип батареи	Напряжение (в *в*)	Номинальная емкость в (*а* · *ч*)	Максимальный ток (в *а*)	Размеры (в *мм*)			Количество электролита (в *л*)	Вес (в *кг*)
				Длина	Ширина	Высота		
РНП-60	2	60	6	168	111	228	0,7	8,1
2РНП-40	4	40	4	168	153	228	0,8	10,9
2РНП-60	4	60	6	217	164	230	1,4	15,7
2РНП-80	4	80	8	273	164	230	1,8	20,4
3РНЭ-40	6	40	4	211	145	224	1,2	13,6
3РНЭ-60	6	60	6	307	145	227	2,1	20,8
3РНЭ-80	6	80	8	365	148	226	2,8	25,4
40РАЭ-3	80	3	0,1	452	190	135	1,6	15,2
10РАЭ-5	20	5	0,17	418	166	146	—	9,3
10РАДАН-5	20	5	0,17	220	121	146	1,0	6,7
10РАДАН-10	20	10	0,33	223	186	161	2,4	13,0
10РАДАН-30	20	30	1	369	163	202	5,7	30,8

Примечание. В обозначении типа батареи указывается: первое число — количество последовательно соединенных элементов в батарее (число 1 опускается); буквы — тип батареи (РН — радионакальная, РА — радиоанодная) и материал корпуса (Э — эбонит, П — пластмасса); число в конце — емкость батареи в ампер-часах.

В процессе зарядки ток заряда следует поддерживать постоянным. Окончание заряда определяется по следующим признакам:

1) напряжение аккумулятора достигает 2,7—2,8 *в*;

2) происходит бурное газовыделение — кипение;

3) положительные пластины делаются темно-шоколадными, отрицательные — светло-серыми;

4) плотность электролита достигает определенного значения и больше не изменяется;

5) емкость, сообщенная аккумулятору, на 15—20% больше емкости, отданной в процессе разряда.

Кислотные аккумуляторы очень чувствительны к недозарядам и перезарядам. Поэтому следует своевременно заканчивать заряд.

Первый (формовочный) заряд производится в следующем порядке. Перед зарядом аккумуляторы заливают электролитом (по возможности быстро) и оставляют на 3—6 час. для пропитки пластин электролитом.

Зарядный ток (в *а*) в начале заряда должен быть

$$I_з = \frac{Q}{10}.$$

Заряд стартерных аккумуляторов длится до сильного газовыделения и повышения напряжения каждого аккумулятора до 2,4 *в*. После этого зарядный ток должен быть уменьшен вдвое. Заряд продолжается до появления признаков окончания его, указанных выше.

Заряд радионакальных аккумуляторов длится 36 час. и после трехчасового перерыва еще 12 час. Если к этому времени напряжение каждого

аккумулятора не достигает 2,5 *в*, то снова делается перерыв на 3 час, и заряд продолжается до появления всех признаков окончания заряда (напряжение радионакальных аккумуляторов в конце заряда равно примерно 2,6 *в*).

Первый заряд анодных аккумуляторов типа 40РАЭ-3 производится током 0,1 *а*, а других анодных аккумуляторов — током в 8% от их емкости непрерывно в течение 48 час., после чего делается 3-часовой перерыв, а затем снова продолжается заряд в течение 12 час. тем же током.

При заряде аккумуляторов выделяются вредные для человека пары, поэтому зарядку следует производить в нежилых помещениях. К заряжаемым аккумуляторам нельзя подносить пламя, горящую папиросу и т. п. Это может вызвать взрыв выделяющихся газов.

Кадмиево-никелевые (щелочные) аккумуляторы. Пластины электродов таких аккумуляторов выполнены из тонкой никелированной стали и содержат запрессованные брикеты с активной массой. Активная масса положительных пластин состоит из гидрата окиси никеля $Ni(OH)_3$, смешанного с графитом. Активная масса отрицательных пластин содержит кадмий и железо. Электролитом является раствор щелочи — едкого калия или едкого натрия. Сосуд аккумуляторов соединяется с положительными пластинами.

Кадмиево-никелевые аккумуляторы обладают более высокой механической прочностью, чем свинцовые, и проще в обслуживании. Они не боятся кратковременных коротких замыканий, допускают заряд и разряд большими токами и могут долго находиться в разряженном состоянии.

Напряжение на зажимах кадмиево-никелевого аккумулятора в начале разряда равно 1,8 *в*, в конце разряда — 1,1 *в*.

Коэффициент отдачи по емкости составляет около 67%, по энергии — около 50%.

При повышении температуры окружающей среды до +45° и при снижении до —30° емкость аккумуляторов уменьшается на 50% по сравнению с емкостью при 20°.

Основные данные кадмиево-никелевых аккумуляторов приведены в табл. 139.

Железо-никелевые (щелочные) аккумуляторы по конструкции подобны кадмиево-никелевым. Отличие заключается в составе активной массы электродов. Масса положительных пластин состоит из гидрата закиси никеля $Ni(OH)_2$, смешанного с графитом (4 : 1). Масса отрицательных пластин состоит из специально приготовленного железного порошка. Электролит — раствор щелочи.

Напряжение на зажимах железо-никелевого аккумулятора в начале разряда равно 1,8 *в*, в конце разряда — 1,1 *в*.

Коэффициент отдачи по емкости составляет примерно 35%, по энергии — 45%.

Железо-никелевые аккумуляторы так же прочны и долговечны, как и кадмиево-никелевые, однако саморазряд у них несколько больше.

Основные данные железо-никелевых аккумуляторов приведены в табл. 139.

Приготовление щелочного электролита. Электролит приготовляют на дистиллированной, а также дождевой и снеговой воде.

Щелочь растворяют в чистой железной, чугунной, стеклянной или керамической посуде. В отмеренную и налитую в посуду воду постепенно добавляют щелочь и раствор все время перемешивают стеклянной или железной палочкой. Аккумуляторы можно заливать только остывшим ниже +25° электролитом.

Таблица 139

Основные данные щелочных аккумуляторных батарей

Тип		Номинальное напряжение (в *в*)	Номинальная емкость (в *а* · *ч*)	Нормальный ток разряда (в *а*)	Размеры (в *мм*)	Количество электролита (в *л*)	Вес (в *кг*)
Кадмиево-никелевый	Железо-никелевый						
2НКН-45	—	2,5	45	5,65	171 × 148 × 252	0,9	7,8
3НКН-45	—	3,75	45	5,65	238 × 148 × 252	1,35	11
4НКН-10	—	5	10	1,25	188 × 76 × 128	0,48	3
4НКН-45	4ЖН-45	5	45	5,65	305 × 148 × 252	1,8	14,5
4НКН-60	4ЖН-60	5	60	7,5	262 × 170 × 388	3,0	24
4НКН-100	4ЖН-100	5	100	12,5	374 × 178 × 388	5,6	28
5НКН-10	—	6,25	10	1,25	190 × 89 × 128	0,6	4
5НКН-45	5ЖН-45	6,25	45	5,65	372 × 148 × 252	2,25	17
5НКН-60	5ЖН-60	6,25	60	7,5	315 × 170 × 388	3,75	30
5НКН-100	5ЖН-100	6,25	100	12,5	459 × 178 × 388	6,0	40
6НКН-45	—	7,5	45	5,65	440 × 148 × 252	2,7	21
7НКН-45	7ЖН-45	8,75	45	5,65	508 × 148 × 252	3,15	25
7НКН-60	7ЖН-60	8,75	60	7,5	436 × 170 × 388	5,25	39
8НКН-45	—	10	45	5,65	575 × 148 × 252	3,6	27
10НКН-22	10ЖН-22	12,5	22	2,75	465 × 148 × 252	2,7	21
10НКН-45	10ЖН-45	12,5	45	5,65	707 × 152 × 252	4,5	34
10НКН-60	10ЖН-60	12,5	60	7,5	600 × 170 × 388	7,5	57
10НКН-100	10ЖН-100	12,5	100	12,5	884 × 178 × 388	12	78
17НКН-22	17ЖН-22	21,25	22	2,75	435 × 300 × 252	4,6	36
17НКН-45	—	21,25	45	5,65	680 × 289 × 252	7,65	53
32АКН-2,25	—	40	2,25	0,28	525 × 165 × 168	1,35	14
64АКН-2,25	—	80	2,25	0,28	525 × 317 × 168	2,7	28

Примечание. В обозначении батареи указывается: первое число — количество последовательно соединенных аккумуляторов; первая буква — преимущественная область применения (А — для питания цепей анодов, Н — для питания цепей накала); буквы — тип аккумуляторов (КН — кадмиево-никелевые, ЖН — железо-никелевые); последнее число — номинальная емкость батареи в ампер-часах.

При обращении со щелочью нужно быть осторожным, так как щелочь разъедает ткани, обувь, кожу человека и др. Пораженную часть тела или одежды следует немедленно смочить раствором борной кислоты и промывать проточной водой с мылом до тех пор, пока эта часть тела не станет скользкой.

Количество щелочи, необходимое для приготовления электролита, можно определить по табл. 140.

При температуре выше +10° лучше применять едкий натрий (NaOH), при температуре ниже —15° — едкий калий (KOH). В железо-никелевых аккумуляторах при нормальной и повышенной температуре следует применять только едкий натрий. Едкий калий без добавления едкого лития (LiOH) не рекомендуется даже при нормальной температуре.

Таблица 140

Состав электролита различной плотности

Наименование электролита	Щелочь	Применяется при температуре (в градусах)	Плотность (в *г/см*³)	Количество весовых частей воды на одну весовую часть щелочи
Летний	Едкий калий и 10 *г* едкого лития на 1 *л* воды	—15° и выше	1,19—1,21	3
»	Едкий натрий	+10° и выше	1,17—1,19	5
Зимний	Едкий калий	+10°÷—10°	1,19—1,21	3
»	» »	—10° и ниже	1,27—1,3	2

При отсутствии едкого лития при температуре от —15 до +15° можно применять раствор едкого калия плотностью 1,19—1,21, а при температуре от +10 до +30° — раствор едкого натрия плотностью 1,17—1,19. Однако срок службы аккумулятора при этом уменьшается.

Зарядка щелочных аккумуляторов. Правила подключения аккумуляторов к источникам электроэнергии и подготовка их к зарядке такие же, как и для кислотных аккумуляторов.

Нормальный зарядный ток (в *а*) определяется по емкости аккумулятора

$$I_з = \frac{Q}{4},$$

где Q — номинальная емкость аккумулятора (в *а·ч*).

Нормальная продолжительность зарядки —6—7 час. Ускоренный заряд производится следующим режимом: 2,5 час. двойным зарядным током и 2 час. нормальным зарядным током. По окончании заряда напряжение каждого аккумулятора должно достигать 1,75—1,8 *в*.

Первый (формовочный) заряд производится в следующем порядке:

1. Аккумуляторы заливают электролитом и через 2 час. вольтметром проверяют напряжение каждого аккумулятора. Если оно равно нулю, то ожидают еще 10 час. Отсутствие напряжения на клеммах аккумулятора по истечении этого срока указывает на непригодность аккумулятора.

2. После 2-часовой пропитки проверяют и доводят до нормы уровень электролита (на 5—10 *мм* выше пластин).

3. Заряжают нормальным током в течение 6 час. и в течение 6 час. током, равным половине нормального.

4. По окончании заряда разряжают аккумуляторы нормальным разрядным током в течение 8 час.

5. Заряд и разряд повторяют два-три раза, после чего аккумуляторы пригодны к эксплуатации.

Серебряно-цинковые (щелочные) аккумуляторы. Отрицательные электроды представляют пластинки окиси цинка, помещенные в защитные пакеты из вещества, которое хорошо пропускает электролит и задерживает

металлические частицы. Положительные электроды сделаны из чистого серебра. Электролит — раствор едкого калия (КОН) — 560 *г* на 1 *л* воды.

Размеры серебряно-цинковых аккумуляторов значительно меньше, чем размеры аккумуляторов других типов при равной емкости. Малое внутреннее сопротивление таких аккумуляторов дает возможность получать большие импульсные токи. Аккумулятор емкостью 0,5 *а·ч* может дать в импульсе ток до 600 *а*.

Аккумуляторы этого типа нормально работают при температуре от —20 до +60°. Они могут работать при температуре до —59°, т. е. до замерзания электролита. Верхний предел температуры +80°. При температуре ниже +10° емкость аккумуляторов снижается по сравнению с номинальной.

Основные недостатки серебряно-цинковых аккумуляторов — высокая стоимость и малый срок службы (25—30 зарядно-разрядных циклов для аккумуляторов типа СЦС и 10 — для аккумуляторов типа СЦК).

Напряжение на зажимах серебряно-цинкового аккумулятора при разряде составляет примерно 1,5 *в*.

Заряжают серебряно-цинковые аккумуляторы при напряжении 2,1 *в*. До 70—80% номинальной емкости аккумуляторы можно зарядить за 15 мин. Однако наибольший коэффициент отдачи получается при заряде в течение 10—20 час.

Основные данные серебряно-цинковых аккумуляторов приведены в табл. 141.

Таблица 141

Основные данные серебряно-цинковых аккумуляторов

Тип	Номинальное напряжение (в *в*)	Номинальная емкость (в *а·ч*)	Нормальный разрядный ток (в *а*)	Разрядный ток при 5-минутном разряде (в *а*)	Размеры (в *мм*)			Вес с электролитом (в *г*)
					Длина	Ширина	Высота (с бортами)	
СЦС-0,5	1,5	0,5	0,5	7	24	12	52	20
СЦС-3	1,5	3,5	3	40	43	18	76,5	105
СЦК 3	1,5	3,5	4	—	43	18	76,5	105
СЦС-5	1,5	6	5	70	46	33	81	180
СЦС-12	1,5	12	12	120	49	23	115	235
СЦС-15	1,5	15	15	150	49	29	115	275
СЦС-18	1,5	18	18	200	49	34	115	330
СЦК-25	1,5	25	25	—	49	49	137	540
СЦС-25	1,5	27	25	300	49	49	137	540
СЦС-40	1,5	40	40	500	55	51,5	158	740
СЦС-45	1,5	45	45	700	55	51,5	158	800
СЦС-50	1,5	50	50	800	65	50	163	900
СЦС-70	1,5	70	70	1200	93	51,5	165	1450
СЦС-100	1,5	100	100	1500	108	51,5	168	1700
СЦС-120	1,5	120	120	—	71	55	238	1950

Примечание. В обозначении типа аккумулятора указывается: буквы СЦ — серебряно-цинковый, третья буква — режим разряда (С — средний, К — короткий); число — номинальная емкость в амперчасах.

Выпрямители для зарядки аккумуляторов могут изготовляться без сглаживающих фильтров на выходе, так как заряжать можно и пульсирующим током.

Типы выпрямителей, предназначенных для зарядки аккумуляторов, и их данные приведены в табл. 142.

Таблица 142

Выпрямители для зарядки аккумуляторов

Тип	Напряжение питающей сети (в *в*)	Выпрямленное напряжение (в *в*)	Максимальный выпрямленный ток (в *а*)
ВСА-1	127; 220	6	12
		9	6
ВСА-2	220; 380	7,5	5
ВСА-4	110; 127; 220	240	2
		120	2
ВСА-5	110; 127; 220	0÷32	12
		32÷64	12
ВСА-6М	110; 127; 220	12	12; 24
		24	12; 24
ВСА-10	110; 127; 220	6	12
		12	7
ВАК-8	110	13,2	0,6
ВАК-10	110	12	2,4
ВАК-12	110	2÷4	0,8

§ 3. ВЫПРЯМИТЕЛИ

Однополупериодная схема выпрямителя показана на рис. 576. Ее достоинство — простота, в частности наличие только одного вентиля. Недостатки — низкое использование трансформатора по мощности и большие пульсации выпрямленного напряжения.

Однополупериодная схема выпрямителя применяется в тех случаях, когда требуется небольшая мощность выпрямленного тока при сравнительно высоком напряжении, а нормы допустимых пульсаций не очень жесткие, например, для питания анодов электронно-лучевых трубок.

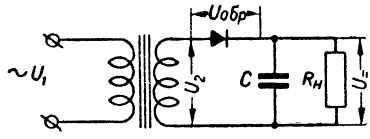


Рис. 576. Однополупериодная схема выпрямителя.

В качестве вентилей в однополупериодных выпрямителях могут быть использованы кенотроны, селеновые шайбы, а также германиевые диоды. При последовательном включении нескольких германиевых диодов для равномерного деления обратного напряжения параллельно каждому из них следует включить сопротивление 50—100 *ком*.

Двухполупериодиая схема выпрямителя (рис. 577) широко применяется в выпрямителях малой и средней мощности при использовании кенотронов. Достоинством схемы является возможность применения двух-

анодного кенотрона с общим катодом. Для построения такого выпрямителя требуется трансформатор с выводом от середины вторичной обмотки.

Мостовая схема выпрямителя (рис. 578) применяется преимущественно с селеновыми и германиевыми вентилями в выпрямителях малой и средней мощности.

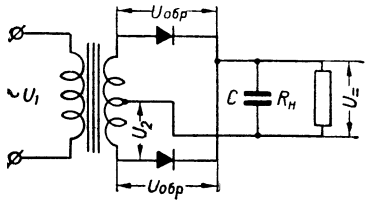


Рис. 577. Двухполупериодная схема выпрямителя.

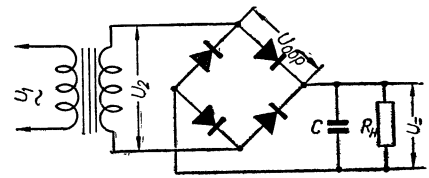


Рис. 578. Мостовая схема выпрямителя.

Достоинством мостовой схемы выпрямителя является упрощение трансформатора при высоком его использовании. К недостаткам следует отнести необходимость иметь раздельные накальные обмотки при использовании кенотронов и газотронов.

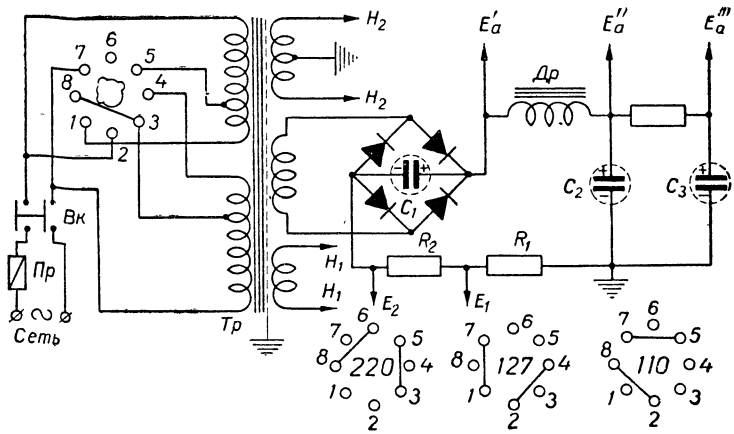


Рис. 579. Практическая схема выпрямителя с фильтром.

Практическая схема выпрямителя, применяемая в современных вещательных радиоприемниках, приведена на рис. 579. Напряжение E'_a может быть использовано только для питания анодных цепей двухтактных оконечных каскадов; напряжение E''_a — для питания цепей экранных сеток оконечных каскадов, анодных цепей однотактных оконечных каскадов, а также анодных цепей предварительных каскадов УНЧ; напряжение E'''_a — для питания предварительных каскадов УНЧ и высокочастотных каскадов.Па-

дение напряжения на сопротивлениях R_1 и R_2 при прохождении полного выпрямленного тока могут быть использованы для подачи отрицательного смещения на управляющие сетки и для задержки АРУ. Если требуется только одно значение отрицательного напряжения, то сопротивление R_2 следует исключить из схемы.

Схемы выпрямителей с умножением напряжения применяются для повышения выпрямленного напряжения при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора либо при отсутствии повышающего трансформатора с необходимым коэффициентом трансформации. Принципиально можно получить большую кратность умножения, однако практически ограничиваются умножением в 2, 3 и 4 раза.

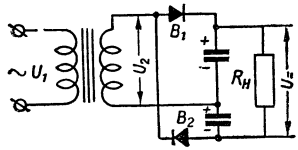


Рис. 580. Параллельная схема выпрямителя с удвоением напряжения.

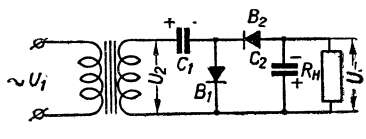


Рис. 581. Последовательная схема выпрямителя с удвоением напряжения.

Наиболее часто встречается параллельная схема выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 580); последовательная (рис. 581) — применяется редко. Преимущества параллельной схемы — меньшие пульсации выпрямленного напряжения и возможность применения конденсаторов с рабочим напряжением, равным половине выходного.

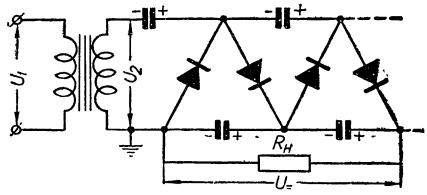


Рис. 582. Схема выпрямителя с умножением напряжения.

Накальные обмотки трансформаторов, предназначенные для питания нитей накала кенотронов в схемах умножения, должны быть хорошо изолированы друг от друга и от других обмоток. Если в кенотронах нити накала не соединены с катодами внутри баллонов, то их следует соединить на ламповой панели.

Схема выпрямителя с умножением в 4 раза приведена на рис. 582. Такую схему выгодно применять при использовании в качестве вентилей германиевых диодов и при небольшом выпрямленном токе (до 10—15 *ма*).

Расчет маломощного выпрямителя. Приведенная ниже методика применима для расчета маломощных выпрямителей на кенотронах и полупроводниковых вентилях (селеновые и купроксные шайбы, германиевые диоды). Предполагается, что выпрямитель работает на нагрузку с емкостной реакцией, т. е. фильтр начинается с емкости.

Порядок расчета:

1. Выбираем тип вентилей. Если выбраны кенотроны, то определяем ориентировочные значения максимального импульса тока через кенотрон

I_m и обратного напряжения на кенотроне $U_{обр}$: $I_m = (3 \div 4) I_=$; $U_{обр} = 3U_=$ (для однополупериодной и двухполупериодной схем); $U_{обр} = 1{,}5U_=$ (для мостовой схемы и схемы с удвоением напряжения), где $U_=$ и $I_=$ — выпрямленные напряжения и ток. На основании этих величин по табл. 84 выбираем тип кенотрона.

Если рассчитываем выпрямитель на полупроводниковых вентилях, то определяем $U_{обр}$ и значение тока через вентиль $I_в = (1 \div 1{,}5) I_=$. По этим величинам выбираем диаметр и количество селеновых шайб (табл. 90—93) или тип и количество германиевых диодов (табл. 97). При отсутствии селеновых шайб достаточно большого диаметра можно включить параллельно несколько шайб. Германиевые диоды одной группы также можно включать параллельно. При последовательном включении германиевых диодов параллельно каждому из них следует включить сопротивление 50—100 *ком*.

2. Принимаем сопротивление обмоток трансформатора $r_{тр}$ в пределах (0,07÷0,1) $R_н$ для выпрямителей мощностью до 10 *вт* и в пределах (0,05÷0,08) $R_в$ — для выпрямителей мощностью 10—100 *вт*. Здесь

$$R_н = \frac{U_=}{I_=}$$

— сопротивление нагрузки выпрямителя.

3. Определяем внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r = r_{тр} + R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление вентиля.

Для кенотронов R_i можно определить из табл. 84, для селеновых шайб — из табл. 90—93. Для германиевых диодов величиной R_i можно пренебречь. При расчете мостовой схемы следует брать R_i для двух последовательно включенных плеч.

4. Вычисляется вспомогательный коэффициент A по формуле, приведенной в табл. 143 для различных схем выпрямителей.

Таблица 143

Формулы для расчета маломощных выпрямителей

Схема выпрямителя	A	U_2	$U_{обр}$	I_m	I_1	$I_в$
Однополупериодная	$3{,}2\frac{r}{R_н}$	$BU_=$	$2{,}8U_2$	$FI_=$	$DI_=$	$DI_=$
Двухполупериодная	$1{,}6\frac{r}{R_н}$	$BU_=$	$2{,}8U_2$	$0{,}5FI_=$	$0{,}5DI_=$	$0{,}5DI_=$
Мостовая	$1{,}6\frac{r}{R_н}$	$BU_=$	$1{,}4U_2$	$0{,}5FI_=$	$0{,}7DI_=$	$0{,}5DI_=$
С удвоением напряжения	$6{,}3\frac{r}{R_н}$	$0{,}5BU_=$	$1{,}4U_2$	$FI_=$	$1{,}4DI_=$	$DI_=$

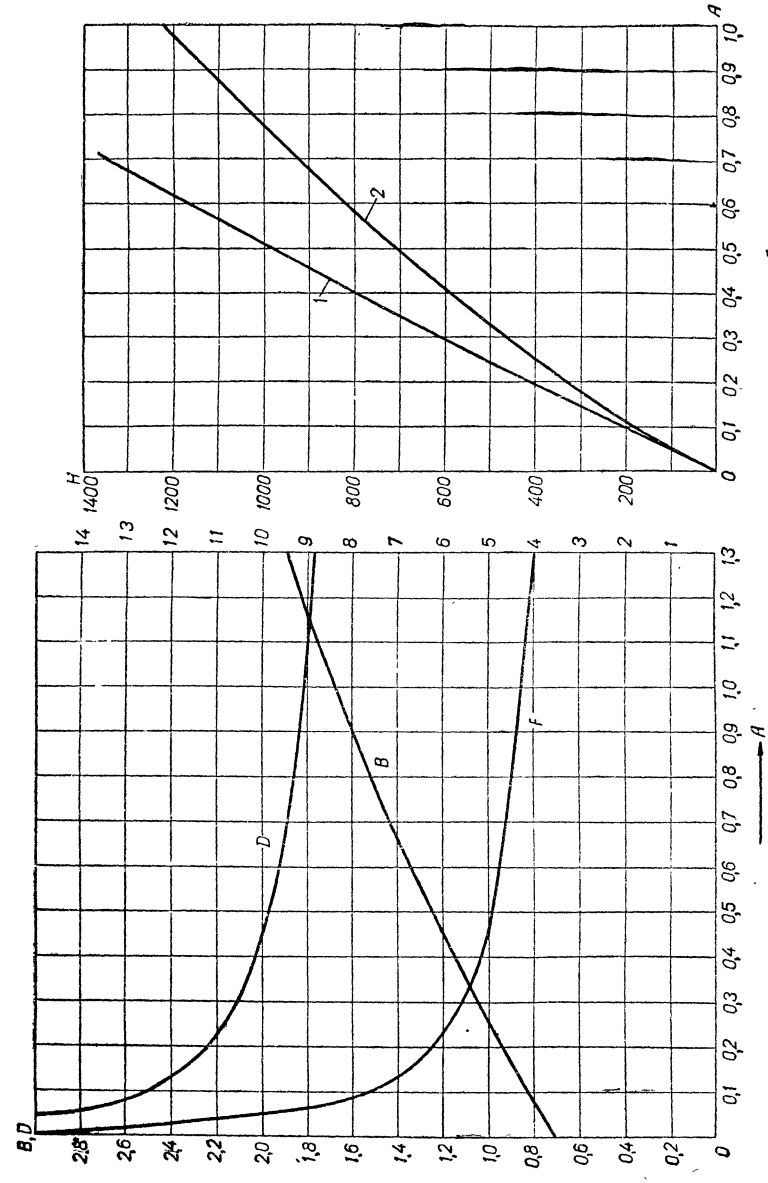


Рис. 583. Графики для расчета выпрямителей

5. По графикам рис. 583,*а* определяются коэффициенты B, F и D.

6. По формулам, приведенным в табл. 143, вычисляются значения обратного напряжения $U_{обр}$, амплитуды тока через вентиль I_m, среднее значение тока через вентиль $I_в$, напряжение U_2 и ток I_2 вторичной обмотки силового трансформатора.

Расчет силового трансформатора см. в гл. VI.

Пример. Рассчитать выпрямитель, схема которого приведена на рис. 578, по следующим данным: $U_= = 250$ *в*, $I_= = 80$ *ма*.

В качестве вентилей принимаем германиевые диоды типа Д7Е: $U_{обр.макс} = 350$ *в* (табл. 97). Для данной схемы $U_{обр} = 1{,}5\,U_= = 1{,}5 \times 250 = 375$ *в* > 350 *в*. Поэтому в каждое плечо включаем по два последовательно соединенных диода, зашунтировав каждый сопротивлением 50—100 *ком*.

$$R_н = \frac{U_=}{I_=} = \frac{250\ в}{80\ ма} = 3{,}12\ ком;$$

$$r \approx r_{тр} = 0{,}1R_н = 312\ ом;$$

$$A = 1{,}16 \cdot \frac{312}{3120} = 0{,}16.$$

По графикам (рис. 583) находим: $B = 0{,}9$; $D = 2{,}3$.

По табл. 143 определяем: $U_2 = 0{,}9 \cdot 250 = 225$ *в*; $I_2 = 0{,}7 \cdot 2{,}3 \cdot 80 = 130$ *ма*; $U_{обр} = 1{,}4 \cdot 225 = 315$ *в*; $I_в = 0{,}5 \cdot 2{,}3 \cdot 80 = 92$ *ма* $< I_{доп} = 100$ *ма*.

§ 4. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Сглаживающие фильтры применяются для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Способность фильтра уменьшать пульсации принято оценивать коэффициентом сглаживания

$$K_с = \frac{p_{вх}}{p_{вых}},$$

где $p_{вх}$ и $p_{вых}$ — коэффициенты пульсации на входе и на выходе фильтра.

Коэффициент сглаживания многозвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена.

Коэффициент пульсаций на входе фильтра зависит от режима работы выпрямителя и определяется после расчета выпрямителя по формуле

$$p_{вх} = \frac{H}{rC},$$

где H — коэффициент, определяемый по кривым *1* (для однополупериодных схем) и *2* (для других схем) (рис. 583, *б*);

r — внутреннее сопротивление выпрямителя (в *ом*);

C — емкость, включенная на выходе выпрямителя (в *мкф*).

Допустимые величины коэффициента пульсаций на выходе фильтра зависят от характера нагрузки:

Характер нагрузки	Коэффициент пульсаций
Первые каскады микрофонных усилителей	0,00001—0,00002
Предварительные каскады УНЧ	0,0001—0,001
Каскады усиления высокой частоты приемника	0,0001—0,001
Оконечный каскад УНЧ (однотактная схема)	0,001—0,005
Оконечный каскад УНЧ (двухтактная схема)	0,005—0,02
Электронные и газовые стабилизаторы напряжения, аноды электронно-лучевых трубок	0,005—0,03
Обмотки возбуждения динамиков	до 0,2

Г-образный индуктивно-емкостный (*LC*) фильтр (рис. 584,*а*) широко применяется в устройствах электрического питания средней и большой мощности вследствие того, что падение напряжения постоянного тока на фильтре можно сделать сравнительно малым. К. п. д. таких фильтров получается достаточно высоким.

Недостатки *LC*-фильтров: 1) сравнительно большие размеры и вес; 2) дроссель фильтра является источником помех, создаваемых магнитным полем рассеяния; 3) фильтр не устраняет медленных изменений питающих напряжений; 4) дроссель фильтра иногда является причиной сложных переходных процессов в цепи питания, приводящих к искажениям в работе питаемых устройств (усилителя, передатчика и т. п.).

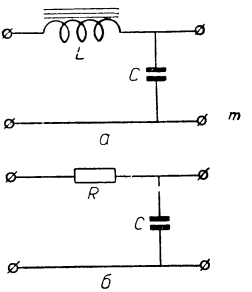


Рис. 584. Схемы сглаживающих фильтров:
а — *LC*-фильтр; *б* — *RC*-фильтр.

Произведение LC (в *гн·мкф*) в зависимости от необходимого коэффициента сглаживания K_c определяется по формуле

$$LC = \frac{2{,}5 \cdot 10^4 (K_c + 1)}{m^2 f^2},$$

где f — частота выпрямляемого тока (в *гц*);
m — число фаз выпрямления.

Для однополупериодной схемы $m = 1$, для двухполупериодной и мостовой, а также для параллельной схемы удвоения $m = 2$.

Для двухполупериодной или мостовой схемы при частоте выпрямляемого тока 50 *гц*

$$LC = 2{,}5 (K_c + 1).$$

Величины L и C должны быть выбраны так, чтобы выполнялось условие

$$m\omega L > \frac{1}{m\omega C},$$

где ω — круговая частота выпрямляемого тока ($\omega = 2\pi f$).

Если произведение LC получается больше 200—250, то фильтр следует делать двухзвенным. Второе звено может быть выполнено по схеме RC-фильтра.

Г-образный реостатно-емкостный (RC) фильтр (рис. 584,*б*) целесообразно применять при малых выпрямленных токах (менее 15—20 *ма*) и небольших значениях коэффициента сглаживания. Такой фильтр дешев, имеет малые размеры и вес. Недостатком RC-фильтра является малый к. п. д. вследствие большого падения выпрямленного напряжения на сопротивлении фильтра.

Произведение RC (в *ом·мкф*) определяется по формуле

$$RC = \frac{1{,}5 \cdot 10^5 K_c}{mf}.$$

Величина сопротивления R выбирается из условия допустимого падения выпрямленного напряжения на фильтре.

Электронные фильтры обладают некоторыми преимуществами, которые определяются принципом их действия и схемой включения.

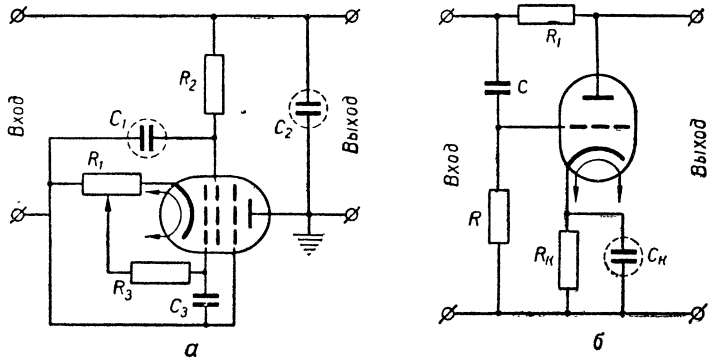


Рис. 585. Схемы электронных сглаживающих фильтров.

На рис. 585 приведены две основные схемы электронных фильтров. В схеме рис. 585,*а* пентод включен так, как в LC-фильтрах включается дроссель. Действие фильтра основано на том, что для переменной составляющей пульсирующего тока пентод представляет сравнительно большое сопротивление, равное внутреннему сопротивлению R_i, а для постоянного тока сопротивление пентода намного меньше.

Электронный фильтр, в котором пентод используется как дроссель, целесообразно применять при выпрямленном напряжении не менее 300—400 *в*, так как падение напряжения на пентоде составляет 100—150 *в*. Нецелесообразно применять такой фильтр при токах менее 10 *ма*. В этом случае лучше работает RC-фильтр.

Режим пентода выбирается так, чтобы рабочая точка находилась на загибе характеристики $I_a = f(U_a)$ или несколько дальше. Если выбрать рабочую точку правее этого участка, коэффициент сглаживания будет боль-

ше, так как возрастет внутреннее сопротивление пентода. Однако при этом увеличится падение выпрямленного напряжения на фильтре.

Емкость конденсатора C_2 (в *мкф*) в зависимости от заданного коэффициента сглаживания K_c определяется по формуле

$$C_2 = \frac{0{,}15K_c}{mfR_i},$$

где m — число фаз выпрямления;

f — частота выпрямляемого тока (в *гц*);

R_i — внутреннее сопротивление пентода в рабочей точке (в *Ом*).

В схеме электронного фильтра (рис. 585,*б*) усилительная лампа с малым внутренним сопротивлением R_i шунтирует нагрузку фильтра, уменьшая пульсации напряжения. Кроме того, пульсации со входа фильтра через конденсатор C поступают на сетку триода и, выделяясь в анодной цепи, оказываются в противофазе с пульсациями на нагрузке и компенсируют их действие. Цепь из конденсатора C и сопротивления R обеспечивает сглаживание пульсаций напряжения весьма низкой частоты (медленные колебания напряжения), что является важным преимуществом этого фильтра.

Недостатки этой схемы — падение выпрямленного напряжения на сопротивлении R_1 и увеличение нагрузки выпрямителя за счет тока лампы.

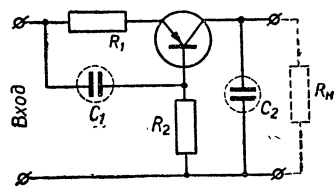


Рис. 586. Схема фильтра с полупроводниковым триодом.

Фильтр с полупроводниковым триодом (рис. 586) работает на том же принципе, что и фильтр с пентодом (рис. 585,*а*), но вследствие более низкого сопротивления полупроводникового триода постоянному току имеет более высокий к. п. д.

Триод включен последовательно с нагрузкой. Цепочка R_1C_1 обеспечивает постоянство тока эмиттера при кратковременных изменениях тока нагрузки и должна иметь большую постоянную времени (произведение R_1C_1). Сопротивлением R_2 устанавливается режим триода по постоянному току.

Триод выбирается так, чтобы ток нагрузки фильтра был не менее чем в 2 раза меньше максимального допустимого тока коллектора. Наибольшее напряжение между коллектором и эмиттером, которое может возникнуть в момент включения выпрямителя, не должно превышать максимально допустимого напряжения на коллекторе для данного типа триода. Мощность рассеяния на триоде не должна превышать допустимой ($P_{к.макс}$).

Величина сопротивления R_1 выбирается в пределах 80—100 *ом*, сопротивления R_2 — порядка десятков килоом. Емкость конденсатора

$$C_1 \geqslant 0{,}5\frac{1}{mfR_1},$$

где m — число фаз выпрямления;

f—частота выпрямленного тока.

Конденсатор C_1 следует выбирать на рабочее напряжение, равное $1{,}5I_{=}R_1$, где $I_{=}$ — выпрямленный ток.

В табл. 144 приведены данные для фильтра с триодом П4 при $R_1 = 90$ *ом*, $C_1 = 60$ *мкф*, $C_2 = 10$ *мкф*.

Таблица 144

Данные сглаживающего фильтра с триодом П4

Выпрямленное напряжение на выходе фильтра (*в*)	Ток нагрузки (*ма*)	Падение напряжения на фильтре (*в*)	Напряжение между коллектором и эмиттером (*в*)	Коэффициент сглаживания
150	50	25	20	200
150	100	27	19	133
150	200	37	19	63
150	300	46	18	57
250	50	23	18	177
250	100	26	17	133
250	200	36	18	68
250	300	44	17	61
350	50	24	19	177
350	100	27	18	127
350	200	36	18	66
350	300	46	18	58

Примечание. При наладке фильтра следует подобрать величину сопротивления R_2 так, чтобы напряжение между коллектором и эмиттером триода находилось в пределах 16—20 *в*.

§ 5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основные показатели стабилизаторов напряжения: коэффициент стабилизации, коэффициент полезного действия (к. п. д.), выходное сопротивление.

Коэффициент стабилизации показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения на выходе стабилизатора меньше относительного изменения напряжения на его входе

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}},$$

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — напряжения на входе и выходе стабилизатора;

$\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{вых}$ — изменения напряжений на входе и выходе стабилизатора.

Коэффициент стабилизации характеризует также степень сглаживания пульсаций в схеме стабилизатора.

К. п. д. — отношение мощности на выходе стабилизатора к мощности на его входе.

Выходное сопротивление — сопротивление стабилизатора переменному току со стороны выхода. Чем меньше это сопротивление, тем меньше обратная связь через источник питания для каскадов, которые питает стабилизатор.

Газовые стабилизаторы напряжения весьма просты, поэтому широко применяются. Однако они имеют сравнительно низкий коэффициент стаби-

лизации и к. п. д., не могут работать при больших токах нагрузки и значительных изменениях входного напряжения.

Выходное сопротивление газовых стабилизаторов на частоте 50 *гц* около 50—200 *ом* и с повышением частоты растет.

В радиолюбительской практике газовые стабилизаторы применяются для стабилизации анодного питания гетеродинов, питания экранных сеток ламп, работающих в схемах с АРУ, а также в измерительной аппаратуре.

В качестве газовых стабилизаторов можно использовать неоновые лампы. Однако лучшие результаты можно получить, если применять специальные газовые стабилизаторы — стабилитроны (см. гл. IX).

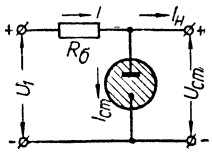


Рис. 587. Схема включения стабилитрона.

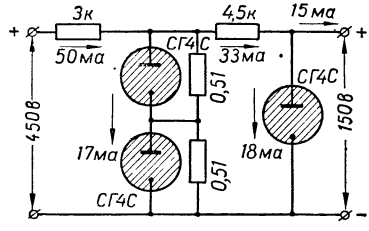


Рис. 588. Схема последовательного включения звеньев газового стабилизатора.

Схема включения стабилитрона приведена на рис. 587. Последовательно со стабилитроном включается сопротивление $R_б$, называемое балластным.

Если нужно увеличить значение стабилизируемого напряжения, можно включить последовательно несколько стабилитронов, рассчитанных на одинаковый ток. Для увеличения коэффициента стабилизации иногда включают последовательно несколько звеньев, содержащих стабилитроны. Пример такой схемы приведен на рис. 588.

Чем меньше ток нагрузки и чем больше напряжение на входе стабилизатора U_1, тем лучше его стабилизирующее действие. Однако повышение U_1 ухудшает к. п. д. стабилизатора. Величина U_1 должна быть не меньше напряжения зажигания стабилитрона (табл. 104).

Расчет газового стабилизатора. Задается величина стабилизированного напряжения $U_{ст}$, ток нагрузки $I_н$ и процентное изменение входного напряжения α. Требуется определить величину балластного сопротивления $R_б$ и номинальное значение входного напряжения U_1:

$$R_б = \frac{0{,}02\alpha U_{ст}}{(I_{ст.макс} - I_{ст.мин}) - 0{,}01\alpha\,(I_{ст.макс} + I_{ст.мин}) - 0{,}02\alpha I_н},$$

$$U_1 = U_{ст} + [I_н + 0{,}5\,(I_{ст.\,макс} + I_{ст.\,мин})]\,R_б,$$

где $I_{ст.\,макс}$ и $I_{ст.\,мин}$ — максимальное и минимальное значения тока через стабилитрон (в *а*); $U_{ст}$ — в *в*.

Величины $I_{ст.\ макс}$ и $I_{ст.\ мин}$ приведены в табл. 104.

Коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{U_{ст}}{U_1} \cdot \frac{R_б + R_{дин}}{R_{дин}},$$

где $R_{дин}$ — динамическое сопротивление стабилитрона,

$$R_{дин} = \frac{U_{ст.\ макс} - U_{ст.\ мин}}{I_{ст.\ макс} - I_{ст.\ мин}}.$$

Величины $U_{ст.\ макс}$ и $U_{ст.\ мин}$ приведены в табл. 104.

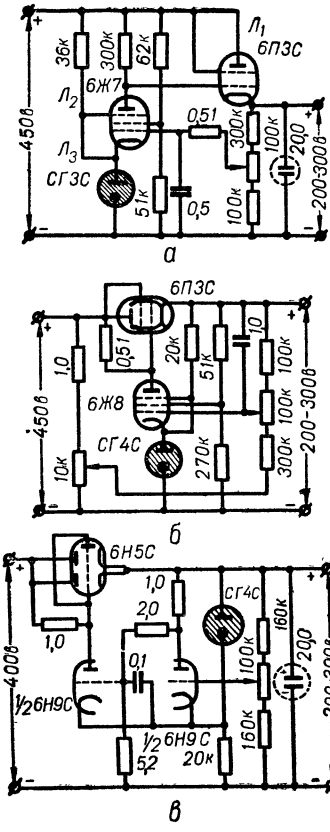


Рис. 589. Схемы электронных стабилизаторов напряжения:
а — без компенсации; *б* — с компенсацией; *в* — с двухкаскадным усилителем.

Электронные стабилизаторы напряжения являются наиболее совершенными. Коэффициент стабилизации у них значительно выше, чем у газовых.

Выходное сопротивление электронных стабилизаторов очень мало (до нескольких ом) для всех частот, включая и постоянный ток.

Простейшая схема электронного стабилизатора напряжения приведена на рис. 589,*а*. Стабилизатор состоит из регулирующей лампы $Л_1$, усилителя постоянного тока на лампе $Л_2$, стабилитрона, служащего источником «опорного» напряжения, и делителя напряжения.

Через регулирующую лампу протекает весь ток стабилизатора, состоящий в основном из тока нагрузки и тока через стабилитрон $Л_3$. Мощность рассеяния на аноде регулирующей лампы не должна превышать допустимой для данной лампы величины.

В качестве регулирующих ламп обычно применяются мощные триоды (2С4С, 6С4С, 6Н5С) или тетроды и пентоды в триодном соединении* (6П6С, 6П3С, Г-807, 6П7С, Г-411, ГУ-50). Внутреннее сопротивление регулирующей лампы должно быть минимальным, а крутизна максимальной. Чем больше крутизна регулирующей лампы и чем больше коэффициент усиления усилителя постоянного тока, тем больше коэффициент стабилизации электронного стабилизатора.

Часто для уменьшения мощности рассеяния на аноде регулирующей лампы параллельно ей включают шунтирующее сопротивление, через которое протекает от 20 до 50% общего тока стабилизатора. Коэффициент ста-

билизации при этом уменьшается. Если стабилизатор рассчитан на большой ток, то можно включать параллельно несколько регулирующих ламп. Падение напряжения на регулирующей лампе составляет обычно от 100 до 250 *в* в зависимости от типа лампы и величины входного напряжения.

В качестве усилительных ламп выбирают обычно триоды с большим коэффициентом усиления, например, 6С2С, 6Г2, 6Н9С, 6Н2П, или пентоды 6Ж7, 6Ж8, 6ЖІП и др. Сопротивление анодной нагрузки усилительной лампы выбирают в 2—5 раз больше величины внутреннего сопротивления лампы. Минимальный ток этой лампы должен быть не ниже 10—20 *мка*, а отрицательное смещение на сетке — не менее 0,5—1 *в*.

Нити накала усилительной и регулирующей ламп следует питать от разных обмоток трансформатора, так как между катодами этих ламп в схеме стабилизатора существует большая разность потенциалов.

Ток через стабилитрон выбирается порядка 10—12 *ма*, а через делитель напряжения — порядка 1—2 *ма*.

На выходе стабилизатора с целью повышения устойчивости его работы следует включать конденсатор емкостью не менее 2—4 *мкф*.

Электронный стабилизатор является также хорошим сглаживающим фильтром, поэтому в фильтре выпрямителя, работающего на электронный стабилизатор, можно в несколько раз уменьшить емкости конденсаторов или индуктивность дросселя.

На рис. 589,*б* приведена практическая схема стабилизатора с управлением со стороны выхода и со стороны входа. Путем выбора положения ползунка потенциометра можно добиться наилучшей стабилизации. Коэффициент стабилизации такого стабилизатора составляет несколько десятков, а выходное сопротивление равно десяткам ом.

Электронный стабилизатор, собранный по схеме, приведенной на рис. 589,*в*, содержит двухкаскадный усилитель постоянного тока с потенциометрической связью. Коэффициент стабилизации такого стабилизатора — порядка нескольких сотен, а выходное сопротивление — несколько ом.

Полупроводниковые стабилизаторы характеризуются высоким коэффициентом стабилизации (до 1000), сравнительно высоким к. п. д. и низким выходным сопротивлением (до десятых долей ома). Однако в полупроводниковых стабилизаторах нельзя получить таких высоких стабилизированных напряжений, как в электронных.

Особенно целесообразно применение полупроводниковых стабилизаторов для стабилизации низких напряжений (10—30 *в*), например, в устройствах для питания полупроводниковых приборов.

На рис. 590,*а* приведена схема полупроводникового стабилизатора с однокаскадным усилителем постоянного тока на триоде П1Г. Регулирующим является триод типа П3. Источником опорного напряжения (несколько вольт) служит батарея $E_б$. Коэффициент стабилизации такого стабилизатора составляет около 30, а выходное сопротивление — около 2 *ом*. Максимальный ток нагрузки — 100 *ма*.

Для повышения коэффициента стабилизации можно ввести компенсирующую связь (на рисунке показана пунктиром). Величина сопротивления R_4 составляет несколько килоом и уточняется экспериментально при наладке стабилизатора.

На рис.590, *б* приведена практическая схема стабилизатора, в котором источником опорного напряжения является кремниевый стабилитрон Д813. Коэффициент стабилизации такого стабилизатора — около 20, максимальный ток нагрузки — 1 *а*. Величина стабилизированного напряжения опре-

деляется типом примененного стабилитрона. Для увеличения стабилизированного напряжения можно включить последовательно несколько стабилитронов.

Тип регулирующего полупроводникового триода $ПП_2$ для стабилизатора выбирается в зависимости от тока нагрузки. Коэффициент усиления по току и сопротивление коллектора $r_к$ этого триода должны быть возможно большими. Усилительный полупроводниковый триод $ПП_1$ должен иметь возможно бо́льшие коэффициент усиления по току и сопротивление коллектора $r_к$ и возможно меньший обратный ток коллектора $I_{к.о}$. Ток через

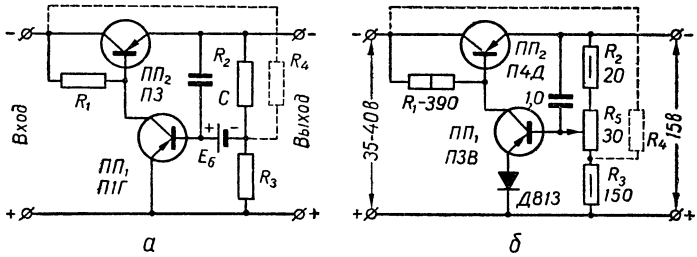


Рис. 590. Схемы полупроводниковых стабилизаторов напряжения.

делитель R_2R_3 следует выбирать в несколько раз больше тока основания усилительного триода, а падение напряжения на сопротивлении R_3 — примерно равным напряжению опорной батареи или напряжению на стабилитроне.

Величина сопротивления R_1 обычно лежит в пределах от нескольких сотен ом до нескольких килоом и определяется максимальным током нагрузки. При увеличении сопротивления R_1 растет коэффициент стабилизации, но снижается максимальный ток нагрузки.

§ 6. ФЕРРОРЕЗОНАНСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Феррорезонансные стабилизаторы применяются для стабилизации переменного напряжения. Эти стабилизаторы поддерживают напряжение на выходе с большой точностью (до 0,5%), но очень чувствительны к изменению частоты питающего напряжения. Обычно изменение частоты на 1—2% вызывает изменение напряжения на 2—3%. Недостатками феррорезонансных стабилизаторов являются: искажение формы напряжения сети, зависимость режима от потребляемой мощности и сильное поле рассеяния, которое может создавать наводки на усилители и измерительную аппаратуру.

Стабилизаторы напряжения, в которых используется явление резонанса напряжений, являются наиболее простыми. Такой стабилизатор состоит из резонансного трансформатора и конденсатора, включенного последовательно с первичной обмоткой трансформатора (рис. 591,*а*). Контур, образованный конденсатором C и индуктивностью первичной обмотки трансформатора, настраивается на частоту, близкую к частоте питающего напряжения ($f = 48$ *гц* при частоте сети 50 *гц*). Сопротивление $R = 1$ — —2 *Ом* устраняет искрообразования на выключателе при переключениях.

Сердечник трансформатора для такого стабилизатора несимметричный (рис. 591,*б*). Сечения стержней выбираются такими, чтобы при заданном минимальном значении питающего напряжения стержень *2* был магнитно насыщенным, а стержень *1* — ненасыщенным. Если сделать сечение всего магнитопровода тонким, то коэффициент мощности (cos φ) стабилизатора получится низкий.

Порядок расчета стабилизатора, выполненного по схеме рис. 591:

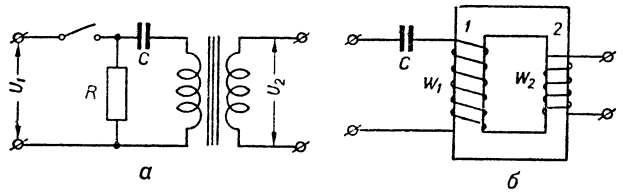


Рис. 591. Схема феррорезонансного стабилизатора, в котором используется явление резонанса напряжений.

1. По заданной мощности P выбираем сечение стержня, на котором размещена первичная обмотка, и определяем числа витков обмоток

$$S_{c_1} = 1{,}1\sqrt{P}\ см^2;\quad \omega_1 = 45\frac{U_1}{S_{c_1}};\quad w_2 = 1{,}5w_1\frac{U_2}{U_{1н}},$$

где $U_{1н}$ — номинальное напряжение питающей сети.

2. Выбираем тип пластин и определяем среднюю длину магнитной силовой линии l_c (см. § 10 гл. V). Ширину пластины насыщенного стержня выбираем равной примерно 0,6 ширины пластины ненасыщенного стержня.

3. Индуктивность первичной обмотки трансформатора (в *гн*)

$$L = 350\frac{w_1^2 S_{c_1}\cdot 10^{-8}}{l_c}.$$

4. Емкость конденсатора (в *мкф*)

$$C = \frac{10}{L}.$$

Рабочее напряжение конденсатора должно быть

$$U_{раб} = (3 \div 4)\,U_{1\ мин}.$$

Электролитические конденсаторы использовать нельзя.

5. Токи в обмотках

$$I_1 = \frac{2P}{U_{1\ мин}};\qquad I_2 = \frac{P}{U_2}.$$

6. Диаметр проводов обмоток (в *мм*)

$$d = 0{,}8\sqrt{I}.$$

После этого проверяем размещение обмоток (см. гл. VI).

Настройка стабилизатора по схеме рис. 591 производится подбором емкости конденсатора.

Пример. Рассчитать стабилизатор мощностью 50 *ва*, если $U_1 = 100 - 127$ *в* и $U_2 = 220$ *в*.

1. Находим $S_{c_1} = 1{,}1\sqrt{50} = 7{,}7$ *см*^{2}; $w_1 = 45\dfrac{100}{7{,}7} = 585$;

$$w_2 = 1{,}5 \cdot 585 \cdot \frac{220}{114} = 1690$$

2. Пусть для выбранного типа пластин $l_c = 15$ *см*.

3. $L = 350\dfrac{585^2 \cdot 7{,}7 \cdot 10^{-8}}{15} \approx 0{,}61$ *гн*.

4. $C = \dfrac{10}{0{,}61} = 16{,}3$ *мкф*.

5. $I_1 = \dfrac{2 \cdot 50}{100} = 1a$; $I_2 = \dfrac{50}{220} = 0{,}23$ *а*.

6. $d_1 = 0{,}8\sqrt{1} = 0{,}8$ *мм*; $d_2 = 0{,}8\sqrt{0{,}23} = 0{,}38$ *мм*.

Стабилизаторы напряжения, в которых используется явление резонанса токов, часто применяются на практике. Схема такого стабилизатора приведена на рис. 592. Стабилизатор состоит из насыщенного автотрансформатора *АТ* и ненасыщенного дросселя *Др* с двумя обмотками: основной $w_{осн}$ и компенсационной $w_к$. Обмотка насыщенного автотрансформатора с конденсатором *С* образует параллельный колебательный контур, настроенный на частоту, близкую к частоте сети. Такой стабилизатор может поддерживать напряжение на нагрузке с точностью до $\pm 1\%$ при изменении входного напряжения на $\pm 20\%$.

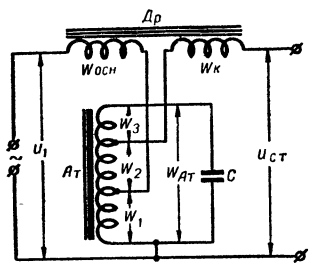


Рис. 592. Схема феррорезонансного стабилизатора, в котором используется явление резонанса токов.

Основные данные феррорезонансных стабилизаторов приведены в табл. 145.

Порядок расчета феррорезонансного стабилизатора:

1. Сечение сердечника автотрансформатора $S_{АТ}$ определяем так же, как и для силового трансформатора (см. § 2 гл. VI).

2. Числа витков обмоток автотрансформатора:

$$w_1 = \frac{13{,}5\,U_1}{fS_{АТ}B} \cdot 10^6; \quad w_2 = \frac{22{,}5\,(U_{ст} - 0{,}6U_1)}{fS_{АТ}B} \cdot 10^6,$$

где $U_{ст}$ — стабилизированное напряжение (в *в*);

U_1 — входное напряжение (в *в*);

f — частота сети (в *гц*);

$S_{АТ}$ — сечение сердечника (в *см*^{2});

B — индукция в сердечнике (в *гс*).

Таблица 145

Основные данные феррорезонансных стабилизаторов

Тип	Мощность (в *ва*)	Номинальные напряжения на входе (в *в*)	Пределы изменения напряжения на входе (в *в*)	Напряжения на выходе (в *в*)	Допустимое колебание выходного напряжения (в процентах)	Вес (в *кг*)	Размеры (в *мм*)
СН-320	300	110	90—120	220	±2,5	—	—
		220	175—240				
СТ-200	200	127	95—140	220	±2,5	10,5	231 × 206 × 170
		220	170—240				
УСН-350	350	110	70—130	110	±4,5	—	—
		127	90—150	125	±4		
		220	150—260	220	±4,5		
ЭПА-15	100	110	95—120	110	±0,5	7	230 × 115 × 160
		220	185—230				
ЭПА-27	500	110	95—120	220	±0,5	25	400 × 230 × 200
		220	185—230				
ЭПА-58	750	110	95—120	220	±0,5	32	400 × 230 × 250
		220	185—230				
СНФ-200	165	110	70—130				
		127	80—150				
		160	90—160	220	±1,5	—	350 × 240 × 128
		180	100—190				
		220	140—250				

Величина B выбирается в 1,5—1,6 раза больше, чем для силовых трансформаторов (табл. 67)

Если сердечник автотрансформатора выполнен из стали Э41 ($B = 16\,000$ *гс*), то при частоте $f = 50$ *гц*

$$w_1 = 16{,}4\,\frac{U_1}{S_{Ат}}\ ;\ w_2 = 28\,\frac{U_{ст} - 0{,}6U_1}{S_{Ат}}.$$

3. Емкость конденсатора C при мощности стабилизатора до 100 *ва* должна быть не менее 4—6 *мкф*, а при мощности от 100 до 250 *ва* — не менее 8 *мкф*. Электролитические конденсаторы применять нельзя.

4. Размеры сердечника автотрансформатора (см. рис. 69) желательно выбрать так, чтобы отношение $\frac{y_1}{y}$ было в пределах от 1 до 2,5.

5. Общее число витков автотрансформатора

$$w_{Ат} = \frac{3 \cdot 10^4}{f}\sqrt{\frac{l_c}{\mu C S_{Ат}}},$$

где l_c — средняя длина магнитной силовой линии сердечника (в *см*);

C — емкость конденсатора (в *мкф*);

μ — магнитная проницаемость материала сердечника при выбранном значении индукции B.

Если сердечник автотрансформатора выполнен из стали Э41, то при частоте $f = 50$ *гц*

$$w_{Ат} = 2000\sqrt{\frac{l_с}{CS_{Ат}}}.$$

6. Рабочее напряжение конденсатора

$$U_{раб} \geqslant 1{,}6\,U_{ст}\,\frac{w_{Ат}}{w_2}.$$

7. Число витков дополнительной обмотки

$$w_3 = w_{Ат} - (w_1 + w_2).$$

8. Диаметры проводов обмоток автотрансформатора (в *мм*)

$$d_1 = 1{,}5\sqrt{I_н};\quad d_2 = 1{,}27\sqrt{I_н};\quad d_3 = 1{,}13\sqrt{I_н},$$

где $I_н$ — ток нагрузки стабилизатора (в *а*),

$$I_н = \frac{P}{U_{ст}}.$$

9. Диаметр провода основной обмотки дросселя (в *мм*)

$$d_{осн} = 1{,}8\sqrt{\frac{P}{U_1}}.$$

10. Для выбора сердечника дросселя определяем произведение площади окна на площадь сечения сердечника

$$S_{ок}S_с = \frac{0{,}36U_1\,(d'_{осн})^2}{fB}\cdot 10^6,$$

где $d'_{осн}$ — диаметр провода (с изоляцией) основной обмотки дросселя (в *мм*);

U_1 — в *в*, f — в *гц*, B — в *гс*.

Если сердечник дросселя выполнен из стали Э41 ($B = 10\,000$ *гс*), то при $f = 50$ *гц*

$$S_{ок}S_с = 0{,}72\,U_1\,(d'_{осн})^2.$$

Тип пластин можно выбрать по табл. 65.

Сечение сердечника дросселя

$$S_с = \frac{S_{ок}S_с}{bh},$$

где b и h — размеры пластин (в *см*).

11. Число витков основной обмотки дросселя

$$w_{осн} = \frac{18\,U_1}{fS_cB},$$

где U_1 — в *в*, f — в *гц*, $S_с$ — в *см*^{2}, B — в *гс*.

Если сердечник дросселя выполнен из стали Э41, то при $f = 50$ *гц*

$$w_{осн} = 36\frac{U_1}{S_c}.$$

12. Число витков компенсационной обмотки

$$w_к = 0{,}2\, w_{осн}\frac{U_{ст}}{U_1}.$$

13. Диаметр провода компенсационной обмотки (в *мм*)

$$d_к = 0{,}8\sqrt{I_н}.$$

14. Сердечник дросселя собирается с немагнитным зазором, который выполняется в виде полоски картона толщиной 1,5—2 *мм*. Толщина полоски уточняется при наладке стабилизатора.

При намотке дросселя и автотрансформатора следует сделать дополнительные выводы в одну и другую стороны от расчетных, чтобы иметь возможность изменять число витков при наладке стабилизатора.

§ 7. СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОКА БАРЕТТЕРАМИ

Стабилизация тока баретгерами применяется главным образом в цепях накала ламп (в высокостабильных гетеродинах и в измерительной аппаратуре) на постоянном и переменном токе.

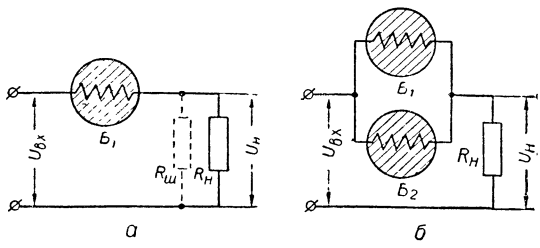


Рис. 593. Схемы включения баретгеров.

Простейшая схема включения баретгера приведена на рис. 593,*а*. Если величина тока в нагрузке не совпадает с рабочим током ни одного из имеющихся баретгеров,то можно использовать баретгер с бо́льшим рабочим током, подключив параллельно нагрузке сопротивление $R_ш$ (на рисунке показано пунктиром). При больших токах нагрузки можно включать параллельно несколько баретгеров (рис. 593,*б*).

При неизменной величине сопротивления нагрузки стабилизация тока баретгерами обеспечивает также стабилизацию напряжения на нагрузке.

После включения схемы с баретгерами стационарный режим устанавливается примерно через 5 мин.

Расчет стабилизатора тока с бареттером. Исходные данные: ток нагрузки $I_н$, напряжение на нагрузке $U_н$ и относительное изменение входного напряжения

$$p = \pm \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}.$$

1. Выбираем бареттер по заданному току и схему включения. Для схемы с сопротивлением $R_ш$ (рис. 593)

$$R_ш = \frac{U_н}{I_{б.ном} - I_н},$$

где $I_{б.ном}$ — номинальный ток бареттера (см. § 5 гл. IX).

2. Определяем максимально допустимое входное напряжение

$$U_{вх.макс} = \frac{U_н + U_{б.мин}}{1 - 2p},$$

где $U_{б.мин}$ — напряжение начала бареттирования (стабилизации) (табл. 106).

Должно выполняться условие

$$U_{вх.макс} \leqslant U_{б.макс} + U_н,$$

где $U_{б.макс}$ — напряжение конца бареттирования (табл. 106).

Если это условие не выполняется, то выбираем бареттеры с более высокими напряжениями стабилизации.

3. Определяем номинальное входное напряжение

$$U_{вх} = U_{вх.макс}(1 - p).$$

4. Определяем динамическое сопротивление бареттера

$$R_{дин} = \frac{U_{б.макс} - U_{б.мин}}{I_{б.макс} - I_{б.мин}},$$

где $I_{б.мин}$ и $I_{б.макс}$ — токи начала и конца бареттирования (табл. 106).

5. Определяем среднее статическое сопротивление бареттера

$$R_{ст} = \frac{0{,}5\,(U_{б.макс} + U_{б.мин})}{I_{б.ном}}.$$

6. Определяем коэффициент стабилизации по току

$$K_{ст} = \frac{R_{дин} + R_н}{R_{ст} + R_н},$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки $\left(R_н = \frac{U_н}{I_н}\right)$

7. Определяем относительное изменение напряжения на нагрузке

$$\frac{\Delta U_н}{U_н} = \frac{p}{K_{ст}}.$$

Пример. Рассчитать стабилизатор для питания цепей накала трех ламп типа 6Ж4П ($U_н = 6{,}3$ *в*; $I_н = 0{,}9$ *а*), если $p = 12\%$ от $U_{вх.\ ном}$.

1. Выбираем бареттер типа 1Б5-9 (табл. 106). Применяем схему с шунтирующим сопротивлением

$$R_ш = \frac{6{,}3}{1 - 0{,}9} = 63\ ом.$$

2. $U_{вх.\ макс} = \dfrac{6{,}3 + 5}{1 - 2 \cdot 0{,}12} = 14{,}9\ в$; $14{,}9\ в < 9в + 6{,}3\ в = 15{,}3\ в$.

3. $U_{вх} = 14{,}9\,(1 - 0{,}12) = 13{,}1\ в$.

4. $R_{дин} = \dfrac{9 - 5}{1{,}04 - 0{,}96} = 50\ ом$.

5. $R_{ст} = \dfrac{0{,}5\,(9 + 5)}{1} = 7\ ом$.

6. $K_{ст} = \dfrac{50 + 6{,}3}{7 + 6{,}3} = 4{,}25$.

7. $\dfrac{\Delta U_н}{U_н} = \dfrac{\mp 12\%}{4{,}25} = \pm 2{,}82\%$.

§ 8. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователями постоянного напряжения называются устройства, преобразующие низкое постоянное напряжение в повышенное или наоборот. Они применяются главным образом для питания анодных и экранных цепей радиоаппаратуры, которая устанавливается на подвижных объектах (автомобили, самолеты и т. п.), имеющих аккумуляторные батареи или бортовую сеть низкого напряжения.

Вибропреобразователи (вибрационные преобразователи) могут быть использованы для преобразования очень низких напряжений (от 2,4 *в*). Они не требуют никакого ухода, имеют довольно высокий к. п. д., однако являются источниками помех радиоприему.

Вибраторы выпускаются двух типов: асинхронные (ВА) и синхронные (В и ВС). Асинхронные вибраторы служат только для создания переменного напряжения на вторичной обмотке трансформатора вибропреобразователя, поэтому при использовании их требуется отдельный выпрямитель. Синхронные вибраторы могут быть использованы в схемах синхронных и асинхронных вибропреобразователей.

Основные конструктивные и электрические данные вибраторов, выпускаемых нашей промышленностью, приведены в табл. 146.

Устройство вибратора наиболее употребительного типа схематически показано на рис. 594. Вибратор имеет две системы контактов: неподвижные, закрепленные на жестких плоских пружинах *8*, и подвижные *7*, прикрепленные к вибрирующему якорю.

Якорь представляет собой плоскую стальную пружину *6*, нижний край которой неподвижно прижат к корпусу вибратора *4*. К верхнему краю якорной пружины приклепана пластинка из мягкой стали — якорный башмак *5*.

Таблица 146

Электрические и конструктивные данные вибраторов

Тип вибратора	Номинальное входное напряжение (в *в*)	Номинальный ток нагрузки (в *ма*)	Номинальное выходное напряжение (в *в*)[2]	Пределы входного напряжения (в *в*)	К. п. д. (в %)	Напряжение запуска (в *в*)	Катушка возбуждения			Срок службы (в час.)
							Число витков	Сопротивление постоянному току (в *ом*)	Марка и диаметр провода (в *мм*)	
В-2,5[1]	2,4	20	135/80	2,2—2,6	55	1,5	460	3±10%	ПЭЛ-1 0,38	500
В-12[1]	12	90	160/220	10,5—13,5	70	8,5	1800	55±10%	ПЭЛ-1 0,18	500
В-24	24	—	—	—	60	18	—	—	— —	750
В-26	26	50	110/220	—	60	19	—	—	— —	750
В-6	6	50	110/220	—	60	4,5	—	—	— —	900
В-12Г	12,8	90	160/250	—	65	8,5	1800	55±10%	ПЭЛ-1 0,18	750
ВС-2,4	2,4	20	135	2,2—2,6	57	2,0	520	2,7±10%	ПЭЛ-1 0,38	500
ВС-4,8	4,8	30	220	4,2—5,0	65	3,6	350	7±10%	ПЭЛ-1 0,31	500
ВС-12	12	90	160/220	10,5—13,5	70	8,5	2700	70±10%	ПЭЛ-1 0,18	500
ВС-4,8Г	4,8	30	220	4,2—5,0	65	3,6	350	7±10%	ПЭЛ-1 0,31	500
ВС-12Г	12	90	160/220	10,5—13,5	70	8,5	2700	70±10%	ПЭЛ-1 0,18	500
ВА-6,4	6,4	65	250	—	50	4,6	2200	14±10%	ПЭЛ-1 0,27	750
ВА-12,8	12,8	90	160/250	—	70	8,5	1900	40± 5%	ПЭЛ-1 0,19	750

[1] Вибраторы этого типа в настоящее время не выпускаются.

[2] Величина выходного напряжения зависит от схемы вибропреобразователя, в котором используется вибратор.

Все типы вибраторов при номинальных входном и выходном напряжениях выдерживают до 1500 включений.

Корпус вибратора представляет собой массивную стальную скобу, к нижнему краю которой прикреплен пакет контактной группы. Верхний край скобы имеет отросток *3*, на который одета катушка возбуждения *2*.

Для защиты от внешних воздействий вибратор закрыт металлическим колпаком *1*, который одновременно служит экраном. Для включения в схему вибратор имеет цоколь со штырьками *9*. Цоколь рассчитан под обычную восьмиштырьковую панельку. Цоколевка вибратора показана на рис. 595.

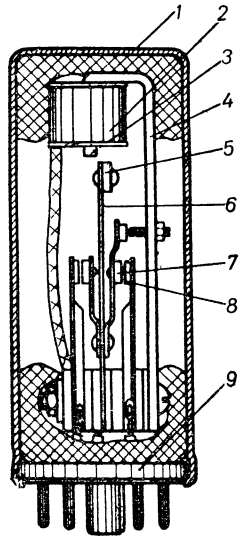


Рис. 594. Конструкция вибратора.

Схемы вибропреобразователей. Наибольшее распространение получили схемы синхронных вибропреобразователей.

Типовая схема синхронного вибропреобразователя показана на рис. 596. Во вторичной цепи применен удвоитель напряжения на двух электролитических конденсаторах. Схема удвоения дает возможность снимать половинное напряжение с одного из конденсаторов.

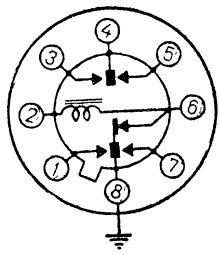


Рис. 595. Цоколевка вибратора.

Трансформатор собран на сердечнике Ш-19; сечение сердечника 3,5 *см*^{2}, сталь Э41. Первичная обмотка имеет 2 × 51 витков провода марки ПЭЛ 1,35, вторичная — 1420 витков провода марки ПЭЛ 0,35. Дроссель L_3: сердечник Ш 16 × 16, обмотка —5000 витков провода марки ПЭЛ 0,14. Катушки L_1 намотаны на каркасах диаметром 16 *мм* и содержат по 30 витков провода марки ПЭЛ 1,35, катушки L_2 — на каркасах диаметром 10 *мм* и содержат по 175 витков провода марки ПЭЛ 0,2.

Асинхронные вибропреобразователи имеют следующие преимущества перед синхронными:

1) простота схемы и вибратора;

2) более низкий уровень радиопомех;

3) возможность получения на выходе выпрямленных напряжений 300 *в* и выше без удвоения напряжения;

4) возможность увеличения мощности преобразователя при использовании синхронного вибратора за счет параллельного включения контактов.

Недостатки асинхронных вибропреобразователей:

1) наличие кенотрона или полупроводниковых вентилей;

2) более низкий к. п. д.;
3) большая зависимость выпрямленного напряжения от нагрузки.

Схема асинхронного вибропреобразователя приведена на рис. 597. В схеме используется типовой синхронный вибратор. Это дает возможность упростить первичную обмотку трансформатора.

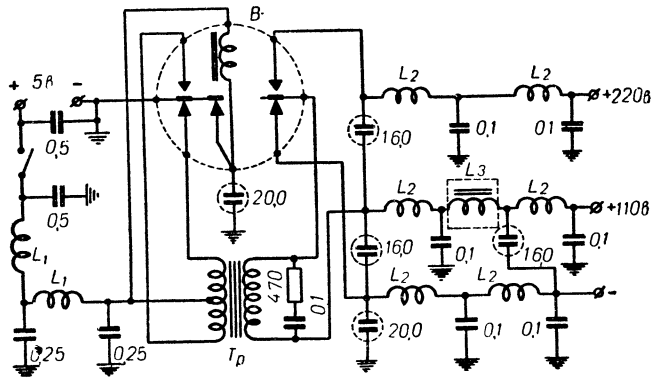


Рис. 596. Схема синхронного вибропреобразователя.

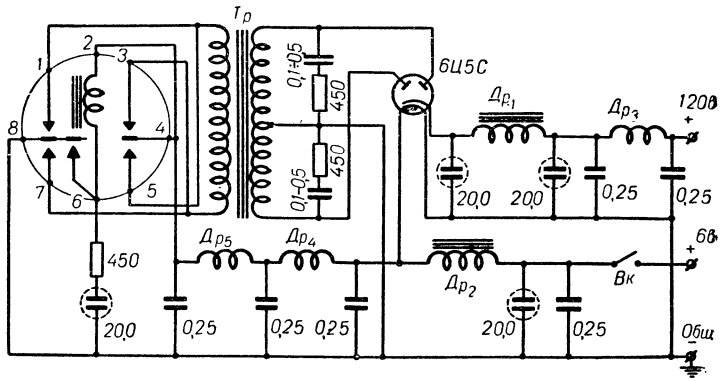


Рис. 597. Схема асинхронного вибропреобразователя.

Умформеры представляют собой электрические машины с двумя или тремя коллекторами и соответственно двумя или тремя обмотками на якоре — обмоткой низкого напряжения и обмотками высокого напряжения. Напряжение питания подается на щетки коллектора низкого напряжения, повышенное напряжение снимается со щеток коллектора высокого напряжения.

Умформеры надежнее в эксплуатации, чем вибропреобразователи, но более громоздки и требуют ухода (чистка коллекторов, замена смазки в подшипниках, замена щеток).

В настоящее время выпускаются новые умформеры — тихоходные, которые отличаются рядом преимуществ от умформеров серии РУ (РУК). Срок службы новых умформеров возрос до 2000 час., к.п.д. новых умформеров на 10% выше, чем у быстроходных.

Тихоходные умформеры выпускаются двух типов: УТ — двухколлекторные и УТК — трехколлекторные (с двумя обмотками высокого напряжения). На всех умформерах установлены фильтры для ослабления помех радиоприему и фильтры для снижения пульсаций выходного напряжения.

Для уменьшения величины пускового тока и дистанционного включения и выключения умформеры мощностью 150 *вт* и более снабжены специальным пусковым устройством.

Основные данные тихоходных умформеров приведены в табл. 147.

Преобразователи постоянного напряжения на полупроводниковых приборах характеризуются повышенной надежностью, большим сроком службы, высоким к.п.д. (до 60—70%), не боятся перегрузок и коротких замыканий и не создают помех радиоприему. Кроме того, такие преобразователи позволяют использовать небольшие сглаживающие фильтры, так как частоты пульсаций могут достигать 3—8 *кгц*.

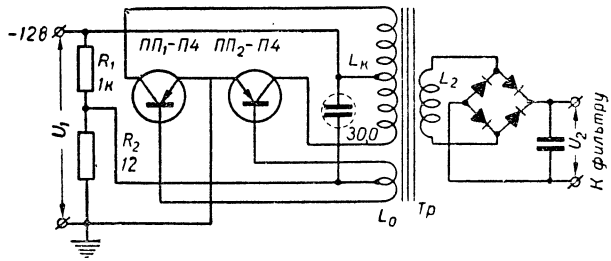


Рис. 598. Схема преобразователя постоянного напряжения на полупроводниковых триодах.

Один из вариантов схемы преобразователя приведен на рис. 598. Такой преобразователь представляет собой сочетание релаксационного генератора с выпрямителем. Колебательный контур образован индуктивностью коллекторной обмотки $L_к$ трансформатора *Тр* и собственной емкостью этой обмотки. Обмотка L_0 создает обратную связь. Переменное напряжение вторичной обмотки поступает на выпрямитель, собранный по мостовой схеме на диодах ДГ-Ц27. Применение мостовой схемы исключает подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током. Делитель напряжения R_1R_2 позволяет устанавливать режим полупроводниковых триодов путем изменения смещения на основаниях.

Блокинг-генератор собран на плоскостных германиевых триодах — два триода П4 или четыре триода П3 (по два в каждом плече), В первом случае полезная мощность достигает 25 *вт*, во втором — 10 *вт*.

Обмотки трансформатора *Тр* выполняются на двух сложенных вместе кольцах из оксифера марки «Оксифер-2000». Наружный диаметр колец —

Таблица 147

Тихоходные умформеры

Тип	Максимальная отдаваемая мощность (в *вт*)	Напряжение питания (в *в*)	Максимальный потребляемый ток (в *а*)	Повышенное напряжение (в *в*) на		Максимальный ток нагрузки (в *а*)		К. п. д. (в процентах)	Скорость вращения (в об/мин)	Вес (в *кг*)	
				первом коллекторе	втором коллекторе	первого коллектора	второго коллектора			без фильтра	с фильтром
УТ-18А	18	26	1,75	220	—	0,08	—	45	4500	1,9	4,5
УТ-18Б	18	13	3,43	220	—	0,08	—	45	4500	1,9	4,5
УТ-35А	35	26	2,80	220	—	0,16	—	50	4000	3,9	10,0
УТ-35Б	35	13	5,60	220	—	0,16	—	50	4000	3,9	10,0
УТ-70А	70	26	5,90	450	—	0,15	—	52	5000	3,9	10,0
УТ-70Б	70	13	11,80	450	—	0,15	—	52	5000	3,9	10,0
УТК-150А	150	26	10,30	300	750	0,15	0,14	54	5000	8,4	17,0
УТК-150Б	150	13	21,00	300	750	0,15	0,14	54	5000	8,4	17,0
УТК-300А	300	26	20,00	300	750	0,12	0,35	62	4000	11,6	22,0
УТК-300Б	300	13	40,00	300	750	0,12	0,35	62	4000	11,6	22,0
УТК-300В	300	26	20,00	750	750	0,15	0,25	62	4000	11,6	25,0
УТК-600А	600	26	35,00	400	750	0,75	0,35	65	4000	16,0	26,5

21 *мм*, внутренний —11 *мм*, толщина каждого кольца —5 *мм*. Обмотка $L_к$ состоит из 2 × 15 витков провода ПЭЛ 0,64, обмотка L_0 — 2 × 6 витков ПЭЛ 0,2, вторичная обмотка L_2 — 540 витков ПЭЛ 0,12 ($U_2 = 250$ *в*).

Этот трансформатор можно выполнить также на сердечнике из пластин Ш-9 трансформаторной стали марки Э42 или Э44 при толщине набора 18 *мм*. Обмотка $L_к$ должна состоять из 2 × 49 витков провода ПЭЛ 0,59÷0,64, обмотка L_0 — 2 × 24 витков провода ПЭЛ 0,25÷0,27 и обмотка L_2 — 1100 витков провода ПЭЛ 0,17 ÷ 0,19.

Частота генератора при этом будет в 8—10 раз ниже, поэтому величина элементов сглаживающего фильтра должна быть соответственно больше.

Порядок расчета преобразователя, собранного по схеме рис. 598:

1. Определяем входной ток преобразователя

$$I_1 = \frac{I_2 U_2}{\eta U_1},$$

где U_2 и I_2 — напряжение и ток на выходе преобразователя;
U_1 — напряжение на входе;
η — к. п. д. преобразователя (0,6÷0,7).

2. По току I_1 выбираем тип триода. Максимальный ток коллектора должен быть больше, чем ток I_1.

3. Выбираем рабочую частоту преобразователя f. Для трансформаторов со стальными сердечниками $f = 500 — 1000$ *гц*, с оксиферовыми сердечниками $f = 3000 — 8000$ *гц*.

4. Определяем индуктивность (в *гн*)

$$L_к = \frac{E_б}{f I_1}.$$

5. Выбираем тип трансформаторного железа или оксифера и определяем сечение сердечника. Для обычной трансформаторной стали

$$S_с = 500 \frac{E_б I_1}{l_с f} \text{ см}^2,$$

для сердечников из оксифера ($\mu = 1000 \div 2000$)

$$S_с = 5000 \frac{E_б I_1}{l_с f} \text{ см}^2,$$

где f — рабочая частота (в *гц*);
$l_с$ — средняя длина силовой линии в сердечнике (в *см*).

Если необходимо, то можно выбирать сердечники с сечением бо́льшим, чем этого требует расчет. Для уменьшения потерь на вихревые токи в стальном сердечнике его нужно собирать из возможно более тонких, хорошо изолированных пластин.

6. Находим число витков половины первичной обмотки

$$w_1 = 280 \sqrt{\frac{L_к l_с}{S_с}},$$

где $L_к$ — в *гн*, $l_с$ — в *см*, $S_с$ — в *см*^{2},

Таблица 148

Термоэлектрогенераторы

Тип	Напряжение батареи (в *в*)	Ток нагрузки (в *ма*)	Срок службы (в час.), не менее	Источник тепловой энергии	Расход керосина в час (в *г*)	Назначение
ТЭГК-2-2	80—100 1,2—1,4	10—12 500—600	5 000	Керосиновая 20-линейная лампа	60—70	Питание приемников «Воронеж», «Искра», «Новь», «Родина-52»
ТГК-3	2 2 [1]	2000 500	5 000	То же	60—70	Питание батарейных радиоприемников [2]
ТЭГК-6	6 1,2	130 130	6 000	Керосиновая 10-линейная лампа	20—25	Питание приемника «Родина-59»
ТЭГК-9	9	40—50	10 000	То же	15—20	Питание приемников «Восход», «Минск»
ТГК-10	10 1,2	1000 700	5 000	Керогазовая горелка	100—105	Питание колхозных радиоузлов типа КРУ-2 [2]
ТГУ-1	1,2 5	2000 2000	5 000	То же	—	Питание радиостанции «Урожай»

[1] Батарея имеет отвод на напряжение 1,2 *в* при токе нагрузки до 360 *ма*.
[2] С применением вибропреобразователя.

обмотки обратной связи

$$w_0 = (0{,}25 \div 0{,}35)\, w_1$$

и вторичной обмотки

$$w_2 = 1{,}5 w_1 \frac{U_2}{E_б}.$$

7. Диаметры проводов обмоток рассчитываем способом, приведенным в гл. VI.

§ 9. ТЕРМОЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРЫ

Термоэлектрогенераторы представляют собой непосредственные преобразователи тепловой энергии в электрическую. Их действие основано на использовании термоэлектрического эффекта (см. § 7 гл. I).

Термоэлектрогенераторы используются для питания радиоаппаратуры, рассчитанной на питание от батарей. По сравнению с гальваническими батареями термоэлектрогенераторы обладают следующими преимуществами: 1) бо́льшим сроком службы; 2) неограниченным сроком хранения; 3) не боятся коротких замыканий.

Основные данные термоэлектрогенераторов приведены в табл. 148.

ГЛАВА XV

ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

§ 1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

Действующая высота $h_д$ — величина, на которую нужно умножить напряженность поля E в точке приема, чтобы получить значение э. д. с., развиваемой на зажимах антенны E_A в случае, если сигнал приходит в направлении максимального приема. Действующая высота измеряется обычно в метрах и зависит от геометрических размеров антенны и длины волны.

Диаграмма направленности — зависимость э. д. с. E_A, наведенной на зажимах антенны электромагнитным полем, от направления прихода волны. Можно рассматривать диаграммы направленности в горизонтальной и в вертикальной плоскостях.

Ширина диаграммы направленности определяется величиной угла (в градусах), образованного прямыми, проведенными из центра диаграммы через точки, расположенные по обе стороны от максимума приема, в которых э. д. с. в антенне уменьшается до 70% от максимальной.

Коэффициент направленного действия— число, показывающее, во сколько раз мощность, поступающая на вход приемного устройства при приеме на данную (направленную) антенну, больше мощности, которую можно было бы получить при приеме на ненаправленную антенну, принимающую одинаково со всех направлений.

Входное сопротивление — сопротивление переменному току между точками подключения антенны к фидерной линии. В общем случае входное сопротивление антенны имеет активную и реактивную составляющие. Если антенна настроена в резонанс, то реактивная составляющая равна нулю. Входное сопротивление антенны зависит от частоты.

Частотная характеристика антенны — зависимость входного сопротивления антенны от частоты.

Коэффициент усиления по мощности $K_м$ показывает, во сколько раз мощность, развиваемая антенной на согласованной нагрузке, превышает мощность, развиваемую на той же нагрузке согласованным с ней полуволновым вибратором. Коэффициент усиления антенны может быть выражен в децибелах

$$K_{мдб} = 10 \lg K_м.$$

Коэффициент полезного действия — отношение полезной мощности (отдаваемой антенной) к мощности принимаемой. Коэффициент полезного действия большинства типов антенн близок к единице.

§ 2. ОТКРЫТЫЕ АНТЕННЫ

Г-образная однопроводная приемная антенна является наиболее распространенной. Она состоит из горизонтальной части и снижения (рис. 599).

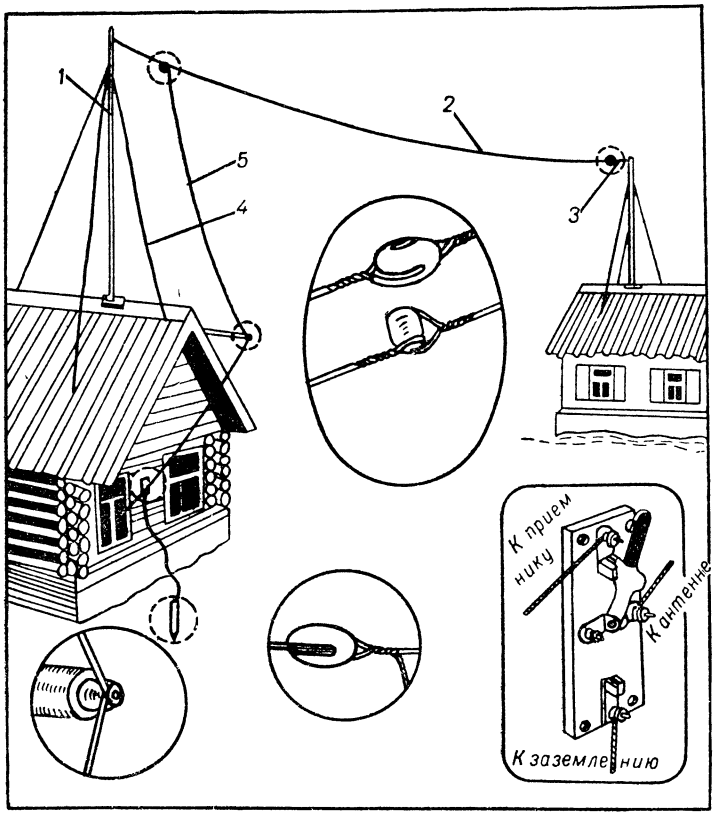


Рис. 599. Устройство открытой антенны в сельской местности:
1 — мачта; *2* — горизонтальная часть; *3* — веревка или трос; *4* — оттяжка; *5*—снижение.

Стандартной приемной антенной, на которую рассчитываются входные цепи радиовещательных приемников, является Г-образная антенна высотой 15 *м* с длиной горизонтальной части около 30 *м*. В практике радиолюбите-

лей в большинстве случаев применяются вертикальные или наклонные открытые антенны без горизонтальной части.

Действующая высота открытой приемной антенны зависит от длины вертикальной и горизонтальной частей, а также от длины волны принимаемой радиостанции. Для антенны в виде вертикального провода действующая высота равна примерно половине ее геометрической длины. Присоединение горизонтальной части повышает действующую высоту антенны. Увеличение размера Г-образной антенны по сравнению со стандартной является целесообразным только при приеме на детекторный приемник.

Открытые Г-образные антенны наиболее подходят для сельских местностей и небольших городов.

Устройство открытой антенны в сельской местности (рис. 599). Горизонтальная часть подвешивается между двумя опорами, в качестве которых могут быть использованы специальные мачты, высокие здания, деревья и др. При выборе места для установки антенны нужно стремиться к максимальному удалению ее горизонтальной части от различных проводов и электроустановок. Если сделать это не удается, то нужно стараться расположить антенну так, чтобы направление горизонтальной части было по возможности перпендикулярным к направлению этих проводов.

Горизонтальная часть антенны и снижение выполняются из одного куска провода. Может быть использован антенный канатик диаметром 1,5—2,5 *мм* либо другой медный или биметаллический провод диаметром 1,5—4 *мм* (табл. 149).

Таблица 149

Выбор длины и диаметра провода или канатика для антенны в зависимости от расстояния между опорами

Расстояние между опорами (в *м*)	Длина провода (в *м*)	Диаметр провода (в *мм*)		Число и диаметр жил канатика	
		бронза	красная медь	бронза	красная медь
25	26	1,0	1,6	7 × 0,35	7 × 0,5
40	41	1,5	2,1	7 × 0,5	7 × 0,67
50	52	2,1	2,6	7 × 0,67	19 × 0,52
60	62	2,1	3,0	7 × 0,67	7 × 1,0
80	82	2,6	3,2	19 × 0,52	19 × 0,64

Алюминиевые провод и канатик должны иметь сечение в три раза большее, чем бронзовые.

Горизонтальная часть антенны с двух сторон изолируется от точек крепления брусковыми или орешковыми изоляторами. Можно использовать обычные фарфоровые ролики.

Снижение не должно касаться крыши, деревьев и других предметов. Если нужно, то его отводят от крыши шестом длиной 1,5—2 *м* с укрепленным на конце роликом. Снижение вводится в здание через просверленное в оконной раме отверстие, и провод изолируется от рамы.

Внутри здания, у места ввода снижения, следует обязательно установить грозовой переключатель, чтобы можно было заземлить антенну во время грозы. На наружной стенке здания рекомендуется устанавливать

грозовой разрядник. Лучше всего применять вакуумные разрядники, предназначенные для защиты телефонных и телеграфных линий. Схема включения и конструкции грозоразрядников показаны на рис. 600.

Устройство открытой антенны в городе. Применение Г-образных антенн в городе во многих случаях нецелесообразно, так как горизонтальная часть подвергается действию промышленных помех. Значительно лучшие результаты дают открытые антенны в виде вертикального или наклонного провода длиной 6—10 *м*. Установка дополнительных устройств в верхней части вертикальной антенны («метелка», «корзинка», плоская горизонтальная спираль) имеет значение только в антишумовых антеннах (§ 3 гл. XV).

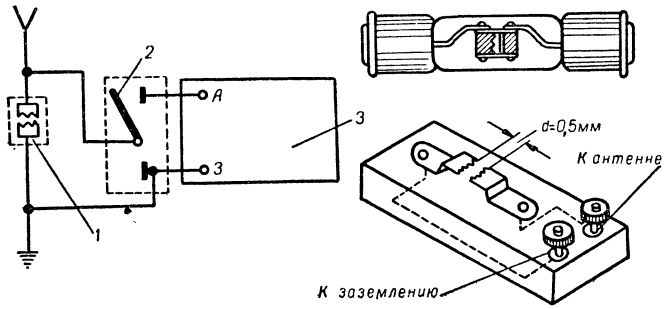


Рис. 600. Схема включения и конструкции грозоразрядника:
1 — грозоразрядник; *2* — грозовой переключатель; *3* — приемник.

Вертикальную антенну, так же как и любую другую открытую антенну, нужно располагать дальше от электрических, трансляционных и других линий.

Комнатные антенны могут применяться для приема на супергетеродинный приемник. В качестве такой антенны можно использовать провода длиной 1—1,5 *м*, однако лучшие результаты получаются при большей длине (4—6 *м*).

Антенна должна быть расположена как можно дальше от проводов электросети, телефона, трансляции и др. и перпендикулярно этим проводам.

Для устройства комнатной антенны можно применить любой медный провод, натянутый между вбитыми в стену гвоздями или крюками и изолированный от них фарфоровыми изоляторами.

Недостатком комнатных антенн является малая действующая высота и, следовательно, низкий уровень сигнала на входе приемника, что ухудшает работу автоматической регулировки усиления приемника.

Автомобильные антенны. Для автомобильных приемников обычно применяются небольшие штыревые антенны (высота 0,5—1,5 *м*), которые устанавливаются в различных местах: над ветровым стеклом, у правой или левой дверцы, на капоте двигателя, на крыльях. Наибольшая высота штыревых антенн, применяемых при работе в движении, составляет 4 *м*. Наилучшим типом штыревой антенны является телескопическая мачта, которая выдвигается из кабины.

Антенны крепятся к корпусу автомобиля изолирующими втулками (рис. 601). При этом одна из втулок (обычно нижняя) снабжается затяжным болтом, соединяющим антенну с центральным проводом коаксиального кабеля, которым антенна подводится к приемнику. Высокие штыревые антенны крепятся на корпусе автомобиля не жестко, а с помощью антенных изоляторов с амортизаторами (резиновыми или металлическими). Амортизаторы предохраняют антенну от поломки при проезде мест с ограниченными габаритами по высоте.

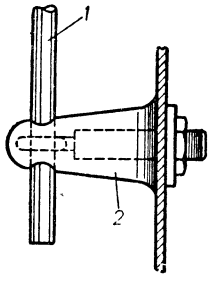


Рис. 601. Крепление штыревой антенны к корпусу автомобиля:
1 — антенна; *2* — изолирующая втулка.

Заземление в автомобильных приемниках осуществляется путем соединения с корпусом автомобиля.

§ 3. АНТИШУМОВЫЕ АНТЕННЫ

Антишумовые антенны позволяют повысить качество приема за счет значительного снижения уровня промышленных помех. Однако антишумовые антенны дают более низкий уровень сигнала на входе приемника, чем открытые антенны тех же размеров. Антишумовые антенны не уменьшают уровня атмосферных помех. Их не следует применять в сельских местностях, а также при приеме на детекторные или малочувствительные приемники.

Всеволновые антишумовые антенны с экранированным снижением. Наиболее простой по конструкции является антишумовая антенна, снижение которой выполнено из высокочастотного экранированного гибкого кабеля. Такая антенна при длине снижения в 10—15 *м* обычно дает некоторое уменьшение уровня помех. Активная часть антенны может быть выполнена в виде штыря или специальной конструкции, состоящей из нескольких жестких проводов, расположенных в виде «метелки», «звездочки», «корзинки» и др. (рис. 602), либо в виде плоской спирали, расположенной горизонтально. Штыревая антенна может быть изготовлена путем обвивки деревянного шеста длиной 3—6 *м* изолированным проводом, диаметром около 1 *мм*, с шагом обмотки примерно 2—4 *см* (рис. 603).

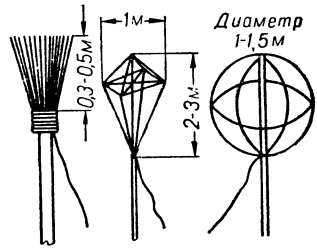


Рис. 602. Конструкция активной части антишумовой антенны.

Для активной части можно использовать провод марки ПЭЛ или ПРГН, применяемый для наружных осветительных линий. Может быть также применен осветительный шнур марки ШР, предварительно развитый и пропитанный в парафине, церезине или смоле.

Для экранированного снижения антишумовых антенн лучше всего применять гибкий высокочастотный кабель марки РК-24, РК-20, РК-6 и др.

Всеволновые антишумовые антенны с двухпроводным снижением. Устройство антишумовой антенны с двухпроводным снижением показано на рис. 604. Горизонтальная часть антенны длиной 15—20 *м* подвешивается как обычная антенна на двух мачтах или опорах на 3—5 *м* выше крыши здания. Антенну нужно устанавливать дальше от токоведущих проводов и по возможности перпендикулярно к ним.

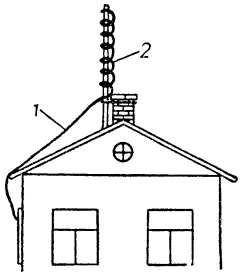


Рис. 603. Устройство антишумовой антенны: *1* — экранированное снижение; *2* — активная часть.

Вертикальная часть антенны состоит из провода снижения и провода противовеса, идущих параллельно друг другу и разделенных изолирующими распорками.

Верхний конец провода снижения соединяется в одной точке с горизонтальной частью антенны. Верхний конец провода противовеса прикрепляется к горизонтальной части антенны через изоляторы и начинается на 3—4 *м* ниже провода снижения. Все снижение должно быть проведено кратчайшим путем к месту ввода в помещение и как можно дальше от стен и других предметов. Перед вводом в помещение снижение и противовес нужно прикрепить к изоляторам, установленным на стенке, и ввести через оконную раму сквозь две изоляционные трубки. Нижние концы снижения и противовеса через 2 гро-

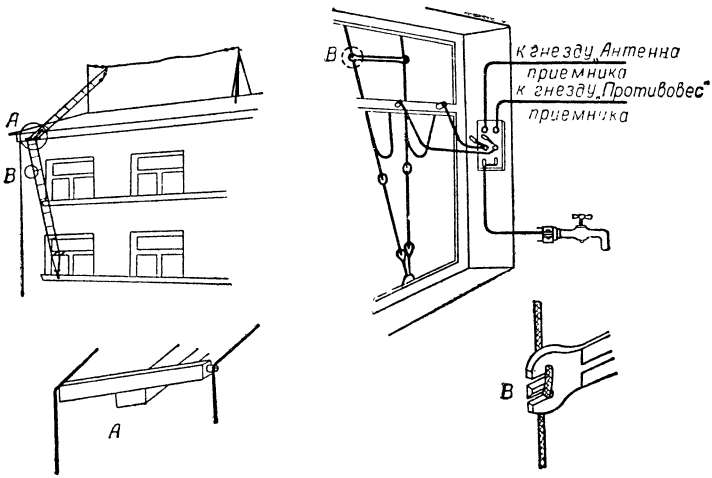


Рис. 604. Устройство антишумовой антенны с двухпроводным снижением.

зовых переключателя подводятся соответственно к гнездам приемника «антенна» и «противовес». Антенные катушки приемника одним концом присоединяются не к шасси, как обычно, а к гнезду «противовес». Приемник желательно установить возможно ближе к месту ввода антенны.

§ 4. МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ

Магнитные антенны реагируют только на магнитную составляющую поля радиостанций. Поэтому они очень слабо реагируют на поля промышленных помех местного происхождения, имеющие явно выраженную электрическую составляющую. В то же время магнитные антенны реагируют на электромагнитные поля удаленных радиостанций так же хорошо, как и открытые антенны.

Действующая высота магнитной антенны обычно в сотни раз меньше действующей высоты комнатной антенны.

Магнитная антенна обладает направленным действием. Благодаря этому можно найти такое ее расположение, при котором отношение сигнала к помехе будет максимальным.

В большинстве случаев приемники с внутренними магнитными антеннами выполняются так, что к ним можно подключать и наружные открытые антенны, которыми пользуются, если уровень местных промышленных помех невысок (например, на КВ диапазоне).

Магнитные антенны можно разделить на рамочные и ферритовые.

Рамочная антенна представляет собой катушку индуктивности, выполненную в виде рамки или кольца больших размеров. Чем больше размер рамочной антенны, тем больше ее действующая высота

$$h_д = \frac{2\pi nS}{\lambda} м,$$

где n — число витков;

S — площадь рамки (в $м^2$);

λ — длина волны (в $м$).

Схемы включения рамочной антенны приведены на рис. 605. В большинстве случаев рамочные антенны являются катушками индуктивности входного контура приемника (рис. 605, *а*, *б* и *в*), реже образуют само-

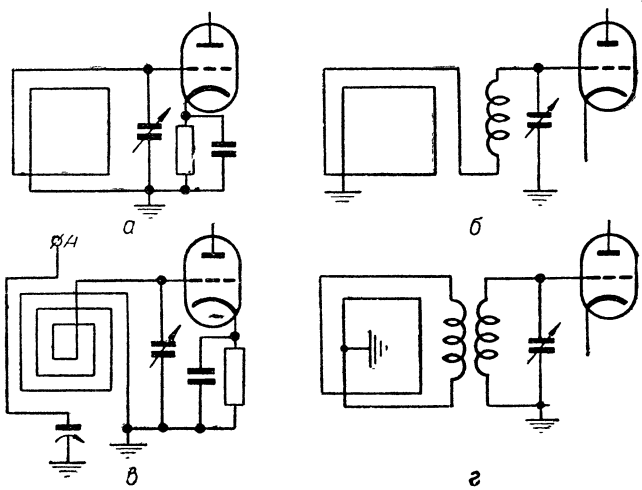


Рис. 605. Схемы включения рамочной антенны.

стоятельную цепь, связанную с входным контуром (рис. 605, *г*). Иногда применяются секционированные рамки. Каждая секция рассчитана на отдельный диапазон волн. Если в приемнике с рамочной антенной предусматривается включение внешней антенны, то на рамке наматывается катушка связи, которая одним концом подключается к антенному гнезду *А* (рис. 605,*в*).

Чаще всего применяются рамочные антенны, вмонтированные непосредственно в приемник. Большей частью они располагаются на задней стенке приемника. Иногда в приемнике устанавливаются две последовательно включенные рамки, ориентированные по взаимно-перпендикулярным направлениям. Концы одной из рамок можно переключать, что дает возможность получить наиболее выгодную направленность приема без поворота приемника.

Направление максимального приема на рамочную антенну совпадает с плоскостью рамки.

Для увеличения помехоустойчивости рамочной антенны ее помещают в электростатический экран, который ослабляет действие помех в 10—15 раз. Для этого рамку обматывают дополнительной обмоткой, средняя точка которой заземляется (рис. 606).

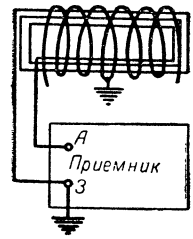


Рис. 606. Электростатическое экранирование рамочной антенны.

Индуктивность рамки рассчитывается по тем же формулам, что и катушки индуктивности (гл. V). Если витки рамки квадратные, то вместо диаметров в расчетные формулы нужно подставлять значения эквивалентных диаметров, определяемых как полусуммы диаметров кругов, вписанных и описанных около соответствующих витков. Необходимое значение индуктивности рамки получают из расчета входного контура приемника (гл. XI).

При намотке рамки число витков должно быть увеличено по сравнению с расчетным на 10—15%, чтобы иметь запас для подгонки индуктивности.

Ферритовые антенны в настоящее время широко применяются в высококачественных приемниках на диапазонах ДВ и СВ. По эффективности такие антенны почти равноценны рамочным, но имеют меньшие размеры, благодаря чему удобнее размещаются в ящике радиоприемника.

Действующая высота ферритовой антенны $h_д$ может быть подсчитана по формуле.

$$h_д = \frac{2\pi S n \mu_{эфф}}{\lambda} mp \cdot 10^{-4} \text{ м},$$

где S — сечение стержня (в $см^2$);

n — число витков катушки (рассчитывается по необходимой величине индуктивности входного контура);

λ — длина волны (в *м*);

$\mu_{эфф}$ — эффективная магнитная проницаемость стержня, определяемая по рис. 607;

m — коэффициент, зависящий от отношения $\frac{b}{l}$;

p — коэффициент, зависящий от отношения $\frac{2x}{l}$.

Коэффициенты m и p определяются по рис. 608 *а*, *б*.

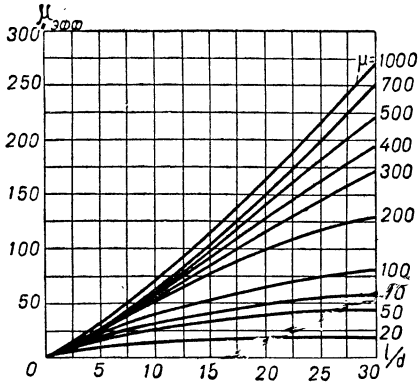
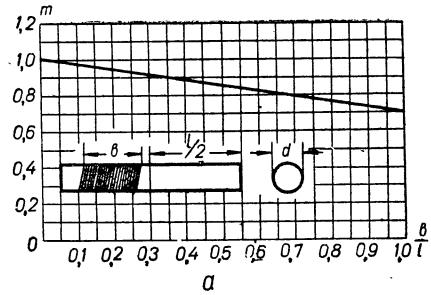
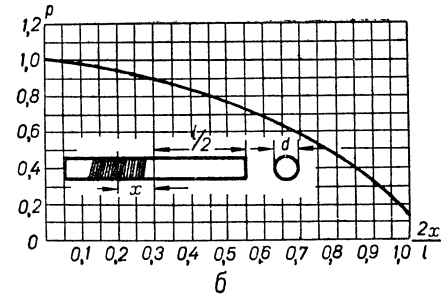


Рис. 607. Зависимость эффективной магнитной проницаемости стержней из оксиферов с различной величиной μ (ферритов) от отношения длины стержня к диаметру.



а



б

Рис. 608. Графики к расчету ферритовой антенны:

b — длина намотки; l — длина стержня; d — диаметр стержня; x — расстояние от середины стержня до середины катушки.

Конструктивно ферритовая антенна представляет собой стержень из феррита, на котором размещены катушки. Магнитная проницаемость материала стержня должна быть достаточно высокой ($\mu = 400 - 600$). Диаметр стержня — 5÷10 *мм*, длина — 150 ÷ 200 *мм*.

Катушки наматываются на тонких каркасах, склеенных из кабельной бумаги. Рекомендуется применять провод марки ПЭШО диаметром 0,1—0,15 *мм* или литцендрат.

Если антенна предназначена для диапазонов длинных и средних волн, то катушки обоих диапазонов наматываются на концах одного стержня. Их нужно располагать на расстоянии 25—40 *мм* от концов стержня.

Катушку длинных волн удобно наматывать в один слой виток к витку, катушку средних волн — с принудительным шагом примерно в 1 *мм*. Длина катушек при такой намотке равна 30—50 *мм*.

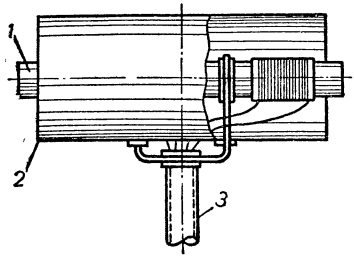


Рис. 609. Конструкция ферритовой антенны:
1 — стержень; *2* — экран; *3* — ось.

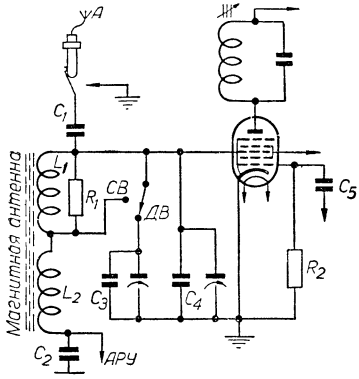


Рис. 610. Схема включения ферритовой антенны.

Ферритовая антенна располагается горизонтально на верхнем конце вертикальной оси, вокруг которой она может поворачиваться в горизонтальной плоскости (рис. 609). Для улучшения направленных свойств магнитной антенны ее заключают в электростатический экран, представляющий собой тонкостенный проводящий цилиндр, разрезанный вдоль образующей.

Схема включения ферритовой антенны показана на рис. 610. В этой схеме магнитная антенна является индуктивностью входного контура. Внешняя антенна A подключается через конденсатор связи C_1 емкостью 15—20 *пф*. При выключении внешней антенны контакт автоматического гнезда подключает конденсатор C_1 параллельно входному контуру, вследствие чего частота настройки контура не меняется.

§ 5. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

К телевизионным приемным антеннам предъявляются следующие требования: 1) антенна должна обеспечивать на входе приемника достаточно сильный сигнал; 2) полоса пропускания антенны должна быть достаточно широкой, чтобы пропустить весь спектр частот телевизионных передач без искажений; 3) антенна должна ослаблять действие эхо-сигналов (сигнал, отраженный от окружающих предметов) и помех.

Для выполнения первого требования применяются в основном настроенные антенны. Второе требование обеспечивается надлежащей конструкцией антенны. Для выполнения третьего требования применяются антенны повышенной направленности.

Однопрограммные антенны с малой направленностью

Антенны с малой направленностью применяются, если телевизионный приемник находится на небольших расстояниях от передающей антенны (до 25—35 *км*) при отсутствии сильных эхо-сигналов и помех.

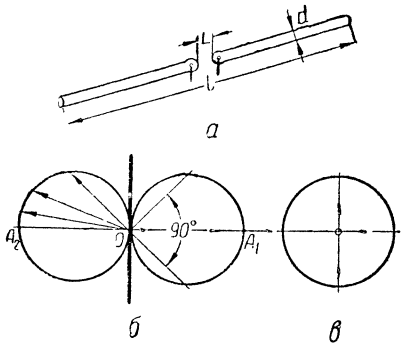


Рис. 611. Полуволновый линейный вибратор:

а — конструкция; *б* — диаграмма направленности в горизонтальной плоскости; *в* — в вертикальной плоскости.

Полуволновый линейный вибратор (рис. 611,*а*) является простейшей настроенной антенной. Он выполняется обычно из металлических трубок, иногда также из металлических прутков, полосок или уголков.

Действующая высота полуволнового вибратора

$$h_д = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{\lambda}{3{,}14},$$

где λ — длина волны.

Диаграммы направленности полуволнового вибратора показаны на рис. 611, *б* и *в*.

Входное сопротивление полуволнового вибратора на резонансной частоте является чисто активным и равно примерно 73 *ом*.

Полоса пропускания вибратора возрастает при увеличении диаметра. Для обеспечения достаточной полосы пропускания диаметр вибратора должен быть не менее 8—10 *мм*.

Если вибратор изготовляется из полосок или уголков, то под эквивалентным «диаметром» вибратора понимают половину ширины полоски или ширину полки уголка.

Резонансная длина вибратора определяется по формуле

$$l = k\lambda_{ср},$$

где $\lambda_{ср}$ — длина волны, соответствующая средней частоте телевизионного канала;

k — коэффициент, определяемый по рис. 612 в зависимости от отношения половины длины волны к диаметру вибратора.

Расстояние L между внутренними торцами трубок вибратора выбирается в пределах от 50 до 80 *мм*.

Линейный полуволновый вибратор укрепляется на металлической или деревянной мачте изоляторами из высокочастотной керамики или пластмассы; можно применить также текстолит и гетинакс.

Иногда полуволновый вибратор изготавливают из медного провода или антенного канатика. При этом нельзя обеспечить достаточной полосы

пропускания и, следовательно, высокой четкости изображения на экране телевизора. Для расширения полосы пропускания полуволнового вибратора, выполненного из провода, каждое плечо вибратора изготовляется

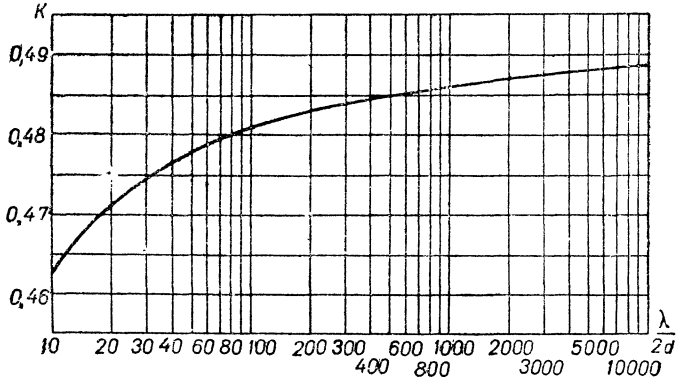


Рис. 612. График для определения коэффициента укорочения полуволнового вибратора.

из трех-четырех спаянных на концах проводов. На середине провода разводятся и припаиваются к углам медной пластинки (рис. 613.)

Петлевой вибратор (шлейф-вибратор Пистолькорса) состоит из двух полуволновых вибраторов (рис. 614), соединенных на концах. Фидер подключается в точках разрыва одного из вибраторов.

Действующая высота петлевого вибратора вдвое больше, чем у линейного,

$$h_д = \frac{2\lambda}{\pi} = \frac{\lambda}{1{,}57}.$$

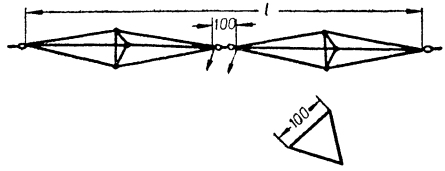


Рис. 613. Конструкция полуволнового вибратора с расширенной полосой пропускания.

Входное сопротивление петлевого вибратора, выполненного из трубок одного диаметра, составляет около 292 *ом*.

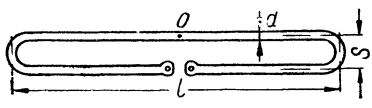


Рис. 614. Петлевой вибратор.

Диаграммы направленности петлевого вибратора такие же, как и линейного. Коэффициент усиления петлевого вибратора, как и у линейного, равен единице, поэтому он не дает никакого выигрыша в величине напряжения на входе телевизора при условии, что оба вибратора согласованы с кабелем.

Полоса пропускания петлевого вибратора при равных диаметрах трубок шире, чем у линейного.

Резонансная длина петлевого вибратора определяется по той же формуле, что и для линейного вибратора. Однако под эквивалентным диаметром петлевого вибратора $d_п$ понимают следующую величину:

$$d_п = \sqrt{2dS},$$

где d — диаметр трубок; S — расстояние между осями трубок.

Следует отметить, что длина петлевого вибратора определяется расчетным путем менее точно, чем длина линейного вибратора. Приводим размеры петлевого вибратора для каждого из 12 каналов, проверенные экспериментально для трубок диаметром 10—20 *мм* при расстоянии между осями трубок $S = 70$ *мм*.

Телевизионный канал . . .	1	2	3	4	5	6—7	8—9	10—12
Длина вибратора l (в *мм*) .	2760	2340	1790	1620	1510	780	710	650

Если выполнить линейные вибраторы, из которых составляется петлевой вибратор, из трубок разных диаметров, то входное сопротивление на резонансной частоте отличается от 292 *ом*. Его можно определить по формуле

$$R_{вх} = 73n,$$

где n — коэффициент, показывающий, во сколько раз входное сопротивление полуволнового петлевого вибратора больше входного сопротивления полуволнового линейного вибратора.

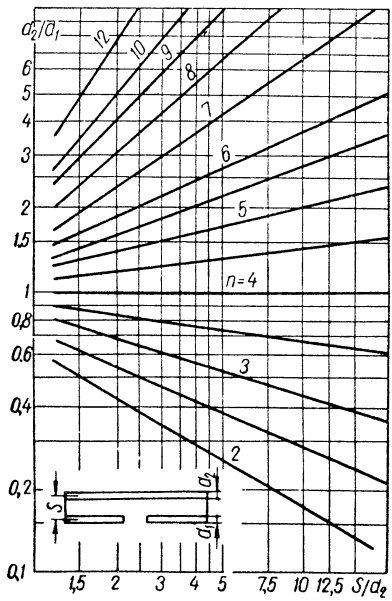


Рис. 615. График для определения коэффициента n при расчете двойного петлевого вибратора.

Значение коэффициента n зависит от соотношения диаметров трубок и от отношения расстояния между трубками к диаметру одной из трубок. На рис. 615 приведен график, по которому можно определить коэффициент n.

Зависимость входного сопротивления петлевого вибратора от соотношения диаметров трубок часто используется для подбора нужной величины входного сопротивления многоэлементных антенн.

Иногда при расчете петлевого вибратора с заданным входным сопротивлением не удается получить удобных в конструктивном отношении размеров. В таком случае можно применить тройной петлевой вибратор.

Входное сопротивление тройного петлевого вибратора определяется по той же формуле, что и для двойного. Коэффициент n определяется по гра-

фику рис. 616. На этом же рисунке схематически показано устройство тройного петлевого вибратора.

Приводим несколько практических замечаний относительно конструкции петлевых вибраторов. Радиус изгиба трубок на концах вибратора значения не имеет. Можно просто замкнуть концы трубок прямым отрезком трубки или полоской. Крепить вибратор к любой мачте (деревянной или металлической) можно в точке нулевого потенциала (точка *О* на рис. 614) без всяких изоляторов.

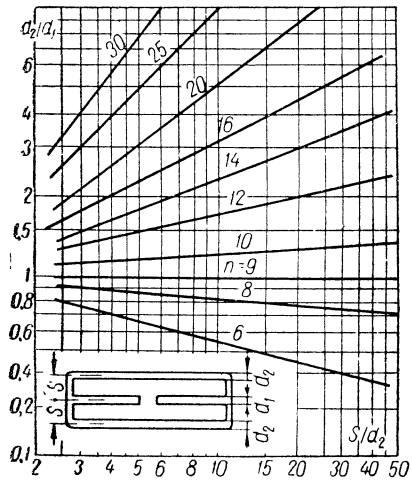


Рис. 616. График для определения коэффициента n при расчете тройного петлевого вибратора.

Однопрограммные направленные антенны

В качестве направленных антенн в диапазоне УКВ применяются антенны типа «волновой

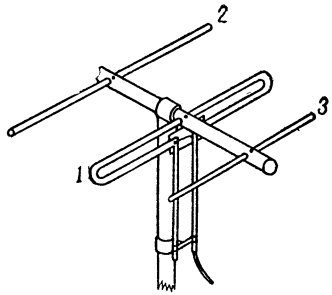


Рис. 617. Конструкция антенны типа «волновой канал»:
1 — активный вибратор; *2* — рефлектор; *3* — директор.

канал», представляющие собой несколько параллельных вибраторов длиной каждый около $^1/_2\lambda$, расположенных в одной плоскости вдоль линии максимального приема (рис. 617). Антенны этого типа называются также многовибраторными или многоэлементными.

Основным (активным) вибратором, который соединяется с фидером, является полуволновый линейный или петлевой вибратор. Остальные вибраторы называются пассивными. Вибратор, расположенный за активным (если смотреть со стороны передающей станции), называется рефлектором, а вибраторы, расположенные перед активным — директорами.

Коэффициент усиления антенны типа «волновой канал» возрастает при увеличении количества элементов, входящих в антенну. Однако не следует устанавливать больше четырех-пяти директоров, так как дальнейшее повышение коэффициента усиления происходит очень медленно, а конструкция антенны усложняется.

Значения коэффициента усиления и входного сопротивления для многовибраторных антенн, настроенных на максимальный коэффициент усиления, приведены в табл. 152. При увеличении количества элементов

входное сопротивление антенны понижается, что создает трудности при согласовании ее с кабелем. При этом полоса пропускания антенны становится уже, а направленность возрастает.

Многоэлементная антенна типа «волновой канал», настроенная на максимальный коэффициент усиления, имеет узкую полосу пропускания. Такие антенны целесообразно применять только при «дальнем» приеме, когда для получения большого коэффициента усиления можно допустить снижение качества изображения на экране телевизора. Чтобы повысить устойчивость синхронизации, размеры антенн в этом случае рассчитываются не на среднюю длину волны телевизионного канала, а на длину волны, лежащую на 0,25 ширины канала ближе к несущей частоте изображения.

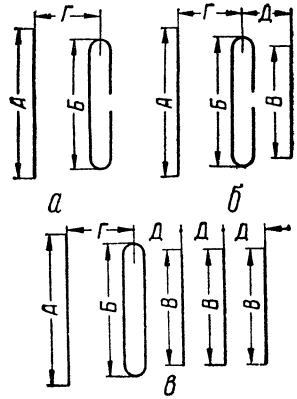


Рис. 618. Типы многоэлементных антенн:

а — двухэлементная; *б* — трехэлементная; *в* — пятиэлементная.

При настройке многовибраторных антенн находят компромиссное решение, чтобы наилучшим образом удовлетворить противоречивые требования получения высокого коэффициента усиления и широкой полосы пропускания. Этим объясняется то, что в литературе встречаются различные варианты геометрических размеров антенн типа «волновой канал». На рис. 618 схематически показано несколько типов многоэлементных антенн, а в табл. 150 приведены их геометрические размеры при диаметре трубок 10—20 *мм* и расстоянии $S = 80$ *мм* для двенадцати телевизионных каналов. Размеры выбраны так, чтобы получить достаточно широкую полосу пропускания при возможно большем коэффициенте усиления.

Таблица 150

Геометрические размеры антенны типа «волновой канал» (в *мм*)

Каналы	*Б*	*А*	*Г*	*В*	*Д*
1	2760	3350	900	2340	600
2	2340	2580	770	2100	510
3	1790	2210	590	1570	385
4	1650	1810	545	1470	360
5	1510	1660	500	1350	330
6	815	900	270	730	180
7	780	865	260	700	170
8	750	825	245	670	160
9	715	790	235	640	155
10	690	765	230	620	150
11	665	735	220	600	145
12	640	705	210	570	140

Входные сопротивления антенн, размеры которых приведены в табл. 150, имеют следующие значения: для двухэлементной — около 290 *ом*, для трехэлементной — около 100 *ом* и для пятиэлементной — около 75 *ом*.

Антенны для дальнего приема

Для приема телевизионных изображений на больших расстояниях от телевизионного центра (более 100—120 *км*) приходится применять антенны с большим коэффициентом усиления (до 10 и более). Такой коэффициент усиления можно получить, если использовать обычную антенну типа «волновой канал» с большим количеством элементов, но в этом случае нельзя обеспечить необходимую полосу пропускания. Поэтому для «дальнего» приема применяются так называемые синфазные антенны, а также антенны из длинных проводов.

Синфазные антенны представляют собой систему из нескольких антенн типа «волновой канал» с небольшим числом директоров. Отдельные антенны такой системы подключаются к общему снижению параллельно.

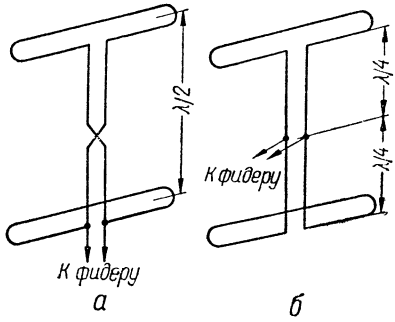


Рис. 619. Схемы соединения синфазной антенны с фидером.

Антенны, образующие синфазную решетку, для увеличения коэффициента усиления могут быть разнесены в пространстве как по вертикали, так и по горизонтали. При разносе антенн по вертикали суживается диаграмма направленности в вертикальной плоскости, при разносе по горизонтали — в горизонтальной. Иногда антенны разносят и по горизонтали и по вертикали. При этом диаграмма направленности сужается в обеих плоскостях.

Отдельные антенны синфазной решетки разносят обычно на расстояние $\lambda/_2$ одну от другой и чаще всего по вертикали, так как при этом ослабляется прием атмосферных помех.

Для правильной работы синфазной антенны активные вибраторы каждой антенны «волновой канал» должны соединяться между собой так, чтобы их токи на входе фидера складывались в фазе. Схемы соединения синфазной антенны с фидером показаны на рис. 619.

Соединение вибраторов антенны с общим фидером должно обеспечивать также согласование общего входного сопротивления антенны с волновым сопротивлением фидера. При соединении активных вибраторов по схеме рис. 619,*б* четвертьволновые отрезки соединительной линии могут быть использованы в качестве трансформаторов сопротивлений (см. § 6 этой главы); кроме того, такая схема соединения обеспечивает бо́льшую полосу пропускания, чем схема рис. 619,*а*.

В четырехэтажных антеннах обычно комбинируют обе схемы, соединяя активные вибраторы соседних этажей попарно перекрещенной, а активные вибраторы двух средних этажей прямой линией.

Этажи можно соединять также коаксиальным кабелем с применением

симметрирующих устройств на каждом этаже, однако такая схема обеспечивает более узкую полосу пропускания и сложна конструктивно.

Антенны из длинных проводов характеризуются хорошей направленностью и просты по конструкции. Недостатком этих антенн является необходимость установки нескольких опор и большая занимаемая площадь.

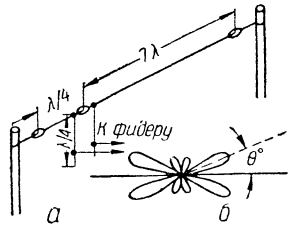


Рис. 620. Однопроводная антенна:
а — конструкция; *б* — диаграмма направленности.

Однопроводная антенна представляет прямолинейный провод, подвешенный горизонтально над землей на высоте не менее (2—3) λ. Конструкция такой антенны показана на рис. 620, *а*. Длина провода должна быть равна целому числу длин волн. Чем длиннее провод, тем больше коэффициент усиления антенны. Диаметр провода 2—3 *мм*.

Диаграмма направленности однопроводной антенны показана на рис. 620,*б*. Угол θ при длине провода больше (4—5) λ равен 15—20°.

Однопроводная антенна является настроенной, и поэтому пригодна для приема телевизионных передач только в том канале, на который она рассчитана.

Для согласования однопроводной антенны с фидером, последний присоединяется к разрыву провода на расстоянии $\lambda/4$ от конца, противоположного направлению на передающую антенну. В этой точке входное сопротивление антенны минимально. В качестве согласующего элемента удобно применять трансформатор (рис. 634).

V-образная антенна — это соединение двух однопроводных антенн, расположенных под углом к направлению на передатчик. Для получения максимального усиления угол α (рис. 621) должен равняться удвоенному углу θ для однопроводной антенны.

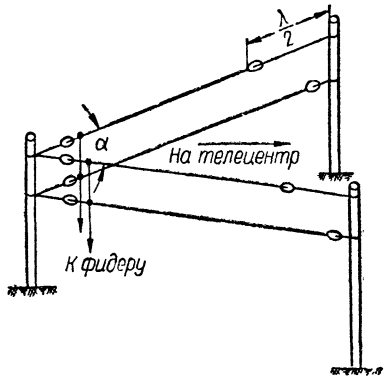


Рис. 621. Конструкция V-образной антенны с рефлектором.

Входное сопротивление V-образной антенны может меняться в широких пределах в зависимости от длины проводов. Для того чтобы входное сопротивление было низким, что удобно для согласования с фидером, длина проводов должна быть равна нечетному числу четвертей волн.

Величина входного сопротивления V-образной антенны может быть определена из табл. 151.

V-образные антенны являются настроенными и, следовательно, не пригодны для приема в нескольких каналах.

Коэффициент усиления V-образной антенны можно повысить примерно вдвое, применив рефлектор, который представляет такую же V-образную антенну.

Один из вариантов конструкции V-образной антенны с рефлектором показан на рис. 621. На общих опорах подвешиваются одна над другой две антенны. Верхняя, являющаяся активным рефлектором, выполняется из укороченных на $\lambda/2$ проводов, по сравнению с проводами нижней антенны.

Так как в данном случае используется активный рефлектор, то должна быть обеспечена фазировка антенны и рефлектора. Для этого они соединяются между собой фидером, электрическая длина которого должна составлять нечетное число четвертей волн. При этом надо учитывать трансформирующее действие соединительного фидера, который представляет собой четвертьволновый трансформатор (см. § 6 этой главы). Если, например, соединить обе антенны фидером с волновым сопротивлением, равным входному сопротивлению одной антенны, то входное сопротивление всей антенны будет равно половине входного сопротивления одной антенны.

Таблица 151

Данные V-образных антенн

Длина проводов антенны (в долях λ)	Входное сопротивление (в *ом*)	Коэффициент усиления
5/4	90	2,0
9/4	110	2,7
13/4	120	3,4
17/4	130	4,2
21/4	140	5,0
25/4	150	6,0
29/4	150	7,0
33/4	150	8,0

Ромбическая антенна является широкодиапазонной направленной антенной с большим коэффициентом усиления. Она состоит из двух согнутых горизонтальных проводов, образующих стороны ромба (рис. 622). К точкам A и B подключается фидер, а к точкам C и D — активное сопротивление, равное входному сопротивлению антенны (600—800 *ом*).

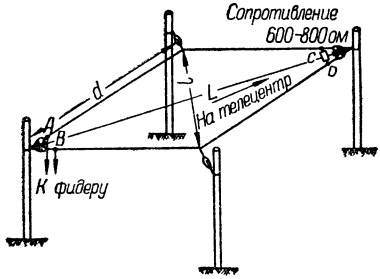


Рис. 622. Конструкция ромбической антенны.

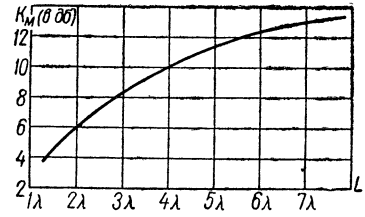


Рис. 623. График для определения коэффициента усиления ромбической антенны.

Геометрические размеры ромба подсчитываются по следующим формулам:

$$d = n\lambda;\ L = \lambda(2n - 1);\ l = \lambda\sqrt{4n - 1}.$$

Рекомендуется выбирать n в пределах от 3 до 7. Чем больше коэффициент n, тем больше коэффициент усиления антенны, но тем больший участок нужен для ее установки. Примерные значения коэффициента усиления ромбической антенны можно определить по рис. 623.

Если построить синфазную антенну из ромбов, располагаемых этажами один над другим, то можно увеличить коэффициент усиления примерно вдвое. Однако для установки такой антенны требуются высокие опоры, поэтому чаще применяется двойная ромбическая антенна Айзенберга.

Двойная ромбическая антенна Айзенберга состоит из двух ромбов, соединенных синфазно и подвешенных примерно на одной высоте, но смещенных один относительно другого в направлении малой диагонали на расстояние 0,85 λ. При таком расположении обеих антенн взаимно компенсируются боковые лепестки диаграмм направленности, вследствие чего понижается восприимчивость антенны к внешним помехам.

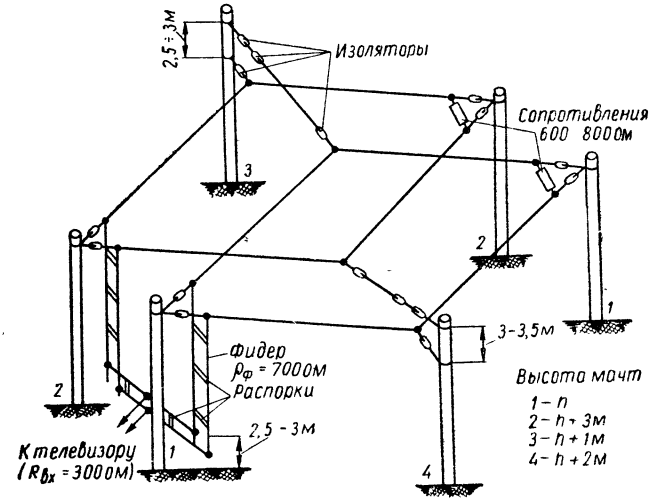


Рис. 624. Конструкция двойной ромбической антенны.

Конструкция двойной ромбической антенны показана на рис. 624.

Диаграмма направленности ромбических антенн сравнительно узкая. Поэтому при постройке таких антенн, прежде чем устанавливать опоры, необходимо определить направление на телецентр с точностью не менее ± (3—4)°. Способ ориентирования антенн описан в статье Ш. Шлионского «Ориентировка антенн», напечатанной в журнале «Радио», № 9, 1957.

Входное сопротивление одинарной ромбической антенны составляет около 700 *ом*. Поэтому согласовать ее с 300-омным фидером удобно с помощью фидерного трансформатора (рис. 635). Если фидером является коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 *ом*, то между трансформатором и кабелем необходимо включить симметрирующее устройство в виде петли (рис. 637).

Входное сопротивление двойной ромбической антенны вдвое меньше сопротивления одинарной, поэтому для согласования с 300-омным кабелем фидерный трансформатор не требуется. Симметричный кабель присоединяется непосредственно к средней точке соединительного фидера, который

выполняется воздушным двухпроводным с волновым сопротивлением 700 *ом* (см. § 6 этой главы).

Если ромбическая антенна предназначается для приема передач в нескольких каналах, то применять симметрирующие устройства нельзя. В этом случае нужно применять симметричный фидер и телевизор с симметричным входом.

В качестве нагрузочного сопротивления применяется сопротивление типа ВС или МЛТ (1—2 *вт*) со сплошным (не спиральным) покрытием. К выводам сопротивления припаиваются гибкие многожильные проводники для присоединения к проводам антенны. Для защиты от воздействия окружающей среды сопротивление помещают в стеклянную трубочку, которую с двух сторон заливают расплавленным воском с канифолью.

Нагрузочное сопротивление может сгореть при ударах молнии. Чтобы сопротивление можно было легко заменить, его размещают в нижней части мачты, соединяя с антенной двухпроводным фидером с волновым сопротивлением около 700 *ом*. Иногда параллельно сопротивлению включают защитный разрядник.

Для удобства подъема и спуска антенну подвешивают с помощью тросов или веревок, перекинутых через блоки, укрепленные на верхних концах мачт.

Многопрограммные антенны

Полоса пропускания многопрограммной антенны должна быть достаточно широкой, что для полуволнового вибратора может быть достигнуто путем увеличения его погонной емкости. Для этого каждая половинка вибратора выполняется из двух или трех трубок, расположенных веерообразно в вертикальной плоскости (рис. 625). Входное сопротивление такого «веерного» вибратора, настроенного на частоту 70—72 *Мгц*, почти постоянное при работе на всех 12 телевизионных каналах. Однако диаграмма направленности раздваивается на частотах выше 180 *Мгц*, и направление ее максимума изменяется. Для сохранения направления максимума диаграммы направленности на всех каналах половинки «веерного» вибратора располагаются в двух вертикальных плоскостях (рис. 625).

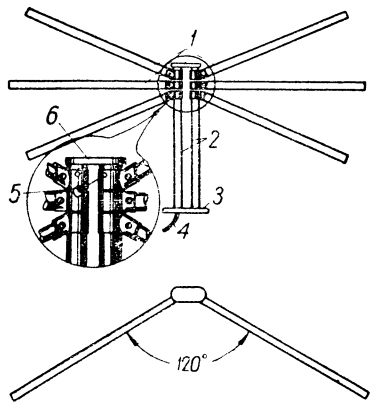


Рис. 625. Многопрограммная антенна:

1 — вибраторы; *2* — симметрирующее устройство; *3* — металлическая перемычка; *4* — кабель РК-3; *5* — кабель РК-2; *6* — перемычка из изоляционного материала.

В диапазоне частот 49—100 *Мгц* направленность «веерного» вибратора примерно такая же, как и обычного линейного полуволнового. На частотах 175—230 *Мгц* характеристика направленности более острая.

Коэффициент усиления «веерного» вибратора равен единице, а входное сопротивление — 30÷35 *ом*.

«Веерный» вибратор можно применять в сочетании с рефлектором, а также в качестве активного вибратора синфазных антенн.

Телевизионные антенны коллективного пользования

Телевизионные антенны коллективного пользования (ТАКП) удобно устанавливать на крышах больших домов в городах и рабочих поселках. При этом повышается качество принимаемых телепередач и, кроме того, улучшается архитектурный вид зданий. Обычно коэффициент направленного действия ТАКП достаточно большой, что обеспечивает повышение отношения сигнал/помеха на входе телевизора.

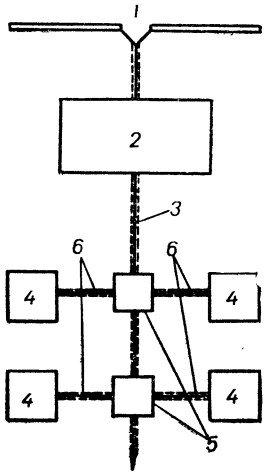


Рис. 626. Скелетная схема коллективной антенны:
1 — антенна; *2* — антенный усилитель; *3* — основной фидер; *4* — телевизоры; *5* — распределительные коробки; *6* — абонентские отводы.

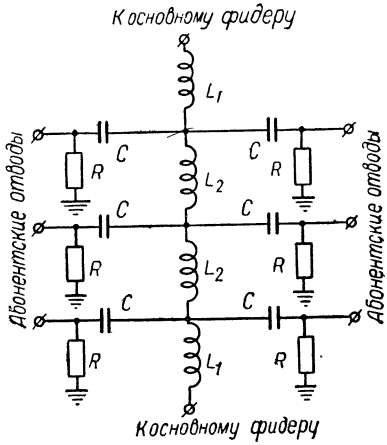


Рис. 627. Схема распределительной коробки.

Скелетная схема ТАКП приведена на рис. 626. При малых расстояниях от телецентра антенный усилитель устанавливать не обязательно. В качестве собственно антенны желательно применять антенны типа «волновой канал». Основные фидеры и абонентские отводы следует выполнять коаксиальным кабелем.

Схема распределительной коробки приведена на рис. 627. Данные деталей следующие: конденсаторы C типа КТК-1 емкостью 5 *пф* $\pm 10\%$, сопротивления R типа ВС-0,25 75 *ом* $\pm$ 10%. Катушки индуктивности наматываются медным голым посеребренным проводом диаметром 0,9—1,1 *мм* в виде спиралей с внутренним диаметром 4 *мм* и шагом 2 *мм*. Катушки L_1 должны иметь по 3 витка, катушки L_2 — по 7 витков.

При включении распределительной коробки ослабление сигнала в основном фидере для первых пяти каналов не более 1,05 (по напряжению). Коэффициент деления сигнала в распределительной коробке, равный отношению напряжения на входе коробки к напряжению сигнала на входе абонентского отвода, составляет примерно 16 на частоте 50 *Мгц* и примерно 11 на частоте 100 *Мгц*.

Конструкция распределительной коробки показана на рис. 628. На основании из изоляционного материала закреплена пластина из меди или латуни, на которой размещается монтажная плата из гетинакса. К лепесткам, приклепанным к монтажной плате, припаиваются детали схемы. Коаксиальные кабели крепятся скобками поверх защитной оболочки. Медная оплетка кабелей расплетается, свивается в два жгутика и припаивается к «земляным» лепесткам. Распределительная коробка закрывается металлической крышкой — экраном.

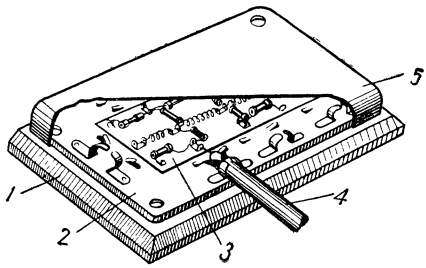


Рис. 628. Конструкция распределительной коробки:

1 — основание; *2* — медная или латунная пластинка; *3* — монтажная плата; *4* — коаксиальные кабели; *5* — экран.

Выбор типа антенны для приема телевидения

В ближней зоне приема (до 20—30 *км* от телецентра) обычно применяются простейшие малонаправленные антенны (линейный или петлевой полуволновый вибратор) и только в случаях сильно выраженного действия эхо-сигналов или помех применяются двухэлементные или трехэлементные антенны типа «волновой канал».

На расстояниях свыше 20—30 *км*, но в пределах прямой видимости (зона прямолинейного распространения волн) применяются главным образом трех -или четырехэлементные антенны типа «волновой канал». Радиус зоны прямой видимости $R_{пр}$ (в *км*) можно определить по формуле

$$R_{пр} = 3{,}55\,(\sqrt{h_{пер}} + \sqrt{h_{пр}}),$$

где $h_{пер}$ и $h_{пр}$ — высота передающей и приемной антенн (в *м*).

Для выбора типа антенны, обеспечивающей прием в дальней зоне (за пределами прямой видимости), необходимо определить напряженность поля E в месте приема с учетом рефракции (криволинейного распространения УКВ в атмосфере)

$$E = \frac{6\sqrt{P}\,h_{пер}h_{пр}fR_{пр}^{n-2}}{R^n},$$

где E — амплитуда напряженности поля (в *мкв/м*);

P — эквивалентная мощность передатчика, т. е. мощность, подводимая к антенне, умноженная на коэффициент усиления передающей антенны (в *квт*);

f — несущая частота принимаемого сигнала (в *Мгц*);

n — показатель степени затухания волны за пределами зоны прямой видимости (определяется по графику рис. 629);

R — расстояние между передающей и приемной антеннами (в *км*).

Приведенная формула для расчета напряженности поля является весьма приближенной, так как условия распространения ультракоротких волн зависят от метеорологических процессов в тропосфере, а также от рельефа местности, состава и влажности почвы.

Таблица 152

Коэффициент усиления и входное сопротивление для антенн разных типов

Тип антенны	Коэффициент усиления по мощности $K_м$	Входное сопротивление R_A (в *ом*)
Полуволновый вибратор	1	73
Петлевой вибратор	1	292
Тройной петлевой вибратор . . .	1	658
Двухэлементная антенна (рефлектор на 5% длиннее полуволнового вибратора):		
расстояние между активным вибратором и рефлектором 0,25λ	2,8	60
расстояние между активным вибратором и рефлектором 0,15λ	3,1	25
Трехэлементная антенна (директор на 4% короче, а рефлектор на 5% длиннее вибратора; расстояние между активным вибратором и рефлектором 0,15λ и между активным вибратором и директором 0,1λ)	6	10
Четырехэлементная антенна (рефлектор на расстоянии 0,15λ, директоры на расстоянии через 0,1λ) . .	7,5	8
Пятиэлементная антенна (рефлектор на расстоянии 0,15λ, директоры на расстоянии через 0,1λ)	9,0	8
Двухэтажная антенна с полуволновым вибратором и рефлектором в каждом этаже	6,5	60
Двухэтажная антенна:		
из трехэлементных антенн . . .	12	18
» четырехэлементных антенн . .	15	9
» пятиэлементных антенн . . .	18	9
Четырехэтажная антенна:		
из двухэлементных антенн . . .	13	70
» трехэлементных » . . .	24	15
» четырехэлементных антенн . .	30	8
» пятиэлементных антенн . . .	36	8
Однопроводная антенна:		
длина провода 5λ	2,5	Низкое в пучности тока и высокое в узле тока
» » 10λ	5,5	

Продолжение табл. 152

Тип антенны	Коэффициент усиления по мощности $K_м$	Входное сопротивление R_A (в *ом*)
V-образная антенна:		
с длиной стороны 21/4λ	5,0	140
» » » 33/4λ	8,0	150
Ромбические антенны:		
одинарная с длиной стороны 3λ	7,0	700
» » » » 7λ	20,0	700
двойная с длиной стороны 3λ . .	14,0	300
» » » » 7λ . .	40,0	300

Примечания: 1. Входные сопротивления для многовибраторных антенн указаны в предположении, что активным элементом является линейный полуволновый вибратор. При использовании петлевого вибратора входное сопротивление антенны изменится во столько раз, во сколько раз сопротивление петлевого вибратора отличается от сопротивления линейного вибратора.

2. Для многоэтажных антенн указано входное сопротивление каждого этажа.

Необходимый коэффициент усиления антенны по мощности при полном согласовании антенны с фидером и фидера с входом телевизора

$$K_м = \frac{8 \cdot 10^{-3} f^2 U_{вх}^2}{\rho_ф \eta_ф E^2},$$

где $U_{вх}$ — необходимое напряжение на входе телевизора (в *мкв*);

f — несущая частота принимаемого сигнала (в *Мгц*);

$\rho_ф$ — волновое сопротивление фидера (в *ом*);

$\eta_ф$ — к. п. д. фидера (см. § 6 этой главы);

E — амплитуда напряженности поля в месте приема (в *мкв/м*).

При выборе типа антенны можно пользоваться табл. 152. Учитывая, что реально нельзя получить полного согласования в антенно-фидерном тракте, следует выбирать антенну, имеющую несколько больший коэффициент усиления, чем рассчитанный по формуле. Кроме того, при выборе типа антенны нужно учитывать возможности ее изготовления, наличие тех или иных материалов, места для установки и т. п., а также назначение антенны.

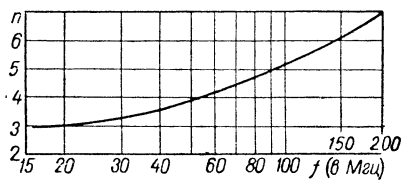


Рис. 629. График для определения показателя степени затухания волны.

Если, например, антенна предназначается для «дальнего»

приема телевизионных передач нескольких телецентров, расположенных в одном направлении, то целесообразно применить ромбическую антенну; если же телецентры расположены в разных направлениях, то следует использовать поворотную антенну типа «волновой канал», у которой можно менять длину вибраторов.

§ 6. ФИДЕРНЫЕ ЛИНИИ, СОГЛАСУЮЩИЕ И СИММЕТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВЫХ АНТЕНН

Фидерные линии

Фидерная линия передает энергию принятого сигнала от антенны ко входу приемника.

Требования, предъявляемые к фидерным линиям: 1) высокий коэффициент полезного действия (к. п. д.), особенно при дальнем приеме; 2) удовлетворительное согласование антенны с фидером и фидера с приемником; 3) отсутствие антенного эффекта (фидер не должен принимать электромагнитные волны).

К. п. д. $\eta_ф$ — отношение мощности на выходе фидера $P_{вых}$ к мощности на его входе $P_{вх}$

$$\eta_ф = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = e^{-2\beta l},$$

где β — погонное затухание (см. § 7 гл. III) фидерной линии (в *неп/м*);
l — длина линии, (в *м*).

На рис. 630 приведен график, по которому можно определить к. п. д. фидера, подсчитав предварительно затухание βl для данного типа фидера. Величины β для некоторых линий приведены в табл. 18 и 19.

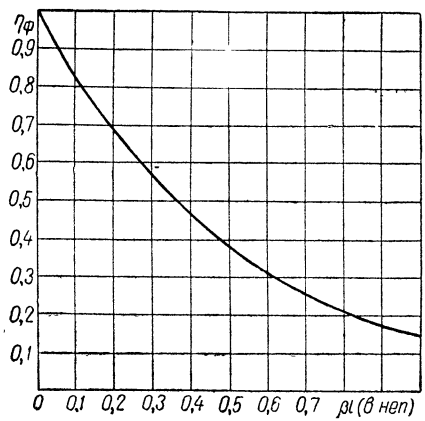


Рис. 630. График для определения к. п. д. фидера.

К. п. д. фидерной линии $\eta_ф$ зависит от ее конструкции и от свойств материалов (провод, изоляция). Кроме того, к. п. д. фидерной линии повышается при улучшении согласования входного сопротивления антенны и входного сопротивления приемника. Согласование антенны и приемника с фидером обеспечивается применением специальных согласующих устройств.

Антенный эффект проявляется в тех случаях, когда нарушается симметрия антенно-фидерной системы. При этом возрастает уровень по-

мех на входе приемника, так как фидер принимает помехи, которые в большинстве случаев имеют вертикальную поляризацию.

Симметрия антенно-фидерного тракта нарушается при подключении несимметричного коаксиального кабеля непосредственно (без специальных симметрирующих устройств) к антенне или к симметричному входу приемника, а также при подключении симметричного фидера без переходного симметрирующего устройства к несимметричному входу приемника.

Свойства фидерных линий. Если линия разомкнута или короткозамкнута, то в ней образуется стоячая волна. Если же линия нагружена на сопротивление, равное волновому, то в ней образуется чисто бегущая волна. Во всех других случаях в линии существуют бегущие и стоячие волны.

Энергия может передаваться в линии только бегущей волной.

Электрическая длина фидера — это длина фидера, выраженная в долях длины волны в фидере. Длина волны в фидере $\lambda_ф$ меньше длины волны λ в свободном пространстве в $\sqrt{\varepsilon}$ раз, где ε — диэлектрическая проницаемость изоляции (заполнителя) кабеля. Для большинства типов коаксиальных кабелей $\sqrt{\varepsilon} \approx 1{,}5$. Для двухпроводных воздушных линий уменьшение длины волны составляет всего 2—2,5%.

Пример. Длина волны в свободном пространстве $\lambda = 4$ *м* ($f = 75$ *Мгц*). Определить электрическую длину отрезка кабеля РК-3 длиной $l = 2$ *м*.

Длина волны в кабеле

$$\lambda_ф = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}} = \frac{4}{1{,}5}\ м.$$

Электрическая длина отрезка

$$l_{эл} = \frac{l}{\lambda_ф} = \frac{2 \cdot 1{,}5}{4} = \frac{3}{4}.$$

Входное сопротивление линии, нагруженной на сопротивление, равное волновому, имеет чисто активный характер, не зависит от длины линии и равно волновому сопротивлению. Входное сопротивление разомкнутой или короткозамкнутой линии зависит от ее длины, принимая значения от нуля до бесконечности (для линии без потерь), и является чисто реактивным. Так, например, у разомкнутой линии входное сопротивление равно нулю при электрической длине, равной нечетному числу четвертей волн. У короткозамкнутой линии входное сопротивление равно нулю при электрической длине ее, равной четному числу четвертей волн. Входное сопротивление равно бесконечности у разомкнутой линии, имеющей электрическую длину, кратную четному числу четвертей волн, и у короткозамкнутой линии, имеющей электрическую длину, кратную нечетному числу четвертей волн. Входное сопротивление той и другой линии не изменяется, если электрическая длина линии увеличивается на любое целое число полуволн.

Характер реактивного входного сопротивления также определяется длиной линии. Так, например, короткозамкнутая линия длиной $l < \lambda_ф/4$ имеет индуктивное входное сопротивление. При длине $\lambda_ф/4 < l < \lambda_ф/2$ входное сопротивление становится емкостным. Разомкнутая линия при длине $l < \lambda_ф/4$ имеет емкостное сопротивление и при длине $\lambda_ф/4 < l < \lambda_ф/2$ — индуктивное. Такие отрезки линий называются реактивными шлейфами.

Свойства разомкнутых и короткозамкнутых линий широко используются на практике. Отрезки линии длиной в четверть волны являются трансформаторами сопротивлений, или четвертьволновыми трансформаторами. Сопротивление нагрузки $R_н$, включенной на конце четвертьволнового трансформатора, трансформируется на вход в величину

$$R_{вх} = \frac{\rho_{тр}^2}{R_н},$$

где $\rho_{тр}$ — волновое сопротивление отрезка линии (трансформатора).

Таким образом, можно путем изменения волнового сопротивления четвертьволнового трансформатора изменять его входное сопротивление, не изменяя сопротивления нагрузки.

Полуволновый отрезок линии можно рассматривать как трансформатор с коэффициентом трансформации, равным единице, независимо от волнового сопротивления линии.

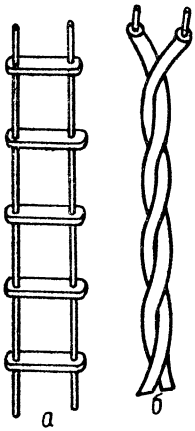


Рис. 631. Типы фидерных линий.

Типы фидерных линий

Симметричная воздушная фидерная линия (рис. 631, *а*) выполняется из медных проводов диаметром 2—3 *мм*, располагаемых параллельно на определенном расстоянии один от другого ($a \ll \lambda$). Для сохранения фиксированного расстояния между проводами вдоль фидера устанавливаются распорки из высокочастотных изоляционных материалов, не ухудшающих свойств при воздействии окружающей среды. Наилучший изолятор — фарфор. Потери в таком фидере меньше, чем в кабелях марок РК и РД (табл. 18).

При монтаже фидера необходимо располагать провода симметрично относительно окружающих предметов и относительно земли.

Волновое сопротивление двухпроводной воздушной линии (в *ом*) определяется по формуле

$$\rho_ф = 276 \lg \frac{2a}{d},$$

где a — расстояние между осями проводов (в *мм*);
d — диаметр проводов (в *мм*).

На рис. 632 приведен график, построенный по этой формуле.

Симметричный двухпроводный фидер из двух свитых проводов в виниловой или резиновой изоляции (рис. 631,*б*) обладает большими потерями и применяется только в ближней зоне приема. Волновое сопротивление такого фидера около 50—100 *ом*.

Симметричный двухпроводный фидер из проводов, заключенных в виниловую изоляцию, выпускается под маркой КАТВ (гл. III). При монтаже этот кабель нужно располагать на изоляторах возможно дальше от металлических предметов.

Фидер из симметричного высокочастотного экранированного кабеля марки РД (гл. III) характеризуется малыми потерями и не подвергается воздействию помех.

Несимметричные фидеры выполняются из коаксиальных кабелей марки РК (гл. III). Помехозащищенность таких фидеров при правильном выполнении симметрирующих устройств выше, чем у симметричных.

Волновое сопротивление коаксиального кабеля (в *ом*) определяется по формуле

$$\rho_ф = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d},$$

где D — диаметр внешнего провода (в *мм*);

d — диаметр внутреннего провода в (*мм*);

ε — диэлектрическая проницаемость изоляции кабеля (табл. 18).

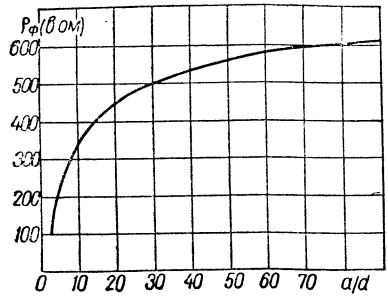


Рис. 632. График для определения волнового сопротивления двухпроводного фидера.

Для большинства марок кабелей $\sqrt{\varepsilon} \approx 1{,}5$.

Согласующие устройства

Если входное сопротивление антенны не равно волновому сопротивлению фидера, то часть энергии, принятой антенной, излучается обратно в окружающее пространство. Чтобы не было этих потерь энергии, между зажимами антенны и зажимами фидера включают согласующие устройства или согласующие трансформаторы, позволяющие трансформировать входное сопротивление антенны в величину, равную волновому сопротивлению фидера.

Согласующие устройства приходится включать также между фидером и входом приемника, если вход приемника рассчитан на фидер с иным волновым сопротивлением. В этом случае согласование особенно важно при приеме телевидения, так как при рассогласовании, кроме добавочных потерь энергии, возникают вторичные изображения на экране телевизора.

Четвертьволновый трансформатор представляет собой отрезок линии длиной в четверть волны в линии $\lambda_ф$. Свойства таких отрезков описаны выше (стр. 719).

Волновое сопротивление $\rho_{тр}$ четвертьволнового трансформатора для согласования входного сопротивления антенны R_A с волновым сопротивлением фидера $\rho_ф$ можно определить по формуле

$$\rho_{тр} = \sqrt{R_A \rho_ф}.$$

Пример. Определить волновое сопротивление трансформатора для согласования обычного полуволнового вибратора ($R_A = 73$ *ом*) с фидером, имеющим волновое сопротивление $\rho = 300$ *м*,

$$\rho_{тр} = \sqrt{73 \cdot 300} \approx 150 \text{ ом}.$$

На рис. 633 показаны примеры согласующих четвертьволновых трансформаторов.

Для повышения сопротивления может быть использован трансформатор, представляющий разомкнутый четвертьволновый отрезок линии (рис. 634). Вблизи антенны входное сопротивление отрезка мало и повышается по мере перемещения к разомкнутым концам. Максимальная величина входного сопротивления определяется по формуле

$$R_{\text{макс}} = \frac{\rho_{\text{тр}}^2}{R_{\text{А}}},$$

где $R_{\text{А}}$ — входное сопротивление антенны;

$\rho_{\text{тр}}$ — волновое сопротивление отрезка линии.

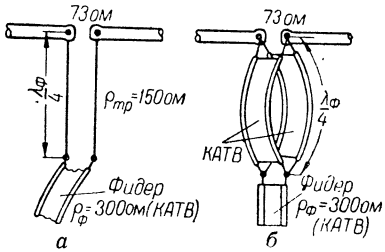


Рис. 633. Четвертьволновые трансформаторы:

а — в виде отрезка симметричной воздушной фидерной линии; *б* — из кабеля КАТВ.

Место включения выбирается обычно экспериментально по максимальной величине сигнала на входе приемника.

Такой трансформатор удобно применять в антеннах типа «волновой канал», входное сопротивление которых низкое, а также в однопроводных антеннах.

Недостаток четвертьволновых трансформаторов — узкая полоса пропускания. Такие трансформаторы пригодны для однопрограммных телевизионных антенн.

Экспоненциальный трансформатор представляет двухпроводную линию с плавно меняющимся волновым сопротивлением (по экспоненциальному закону). На рис. 635 показан эскиз экспоненциального трансформатора, используемого для согласования входного сопротивления одинарной ромбической антенны с волновым сопротивлением фидера 300 *ом*. Точками *а — а* трансформатор подключается к симметричному фидеру с волновым сопротивлением 300 *ом* или к симметрирующему устройству с входным сопротивлением 300 *ом*.

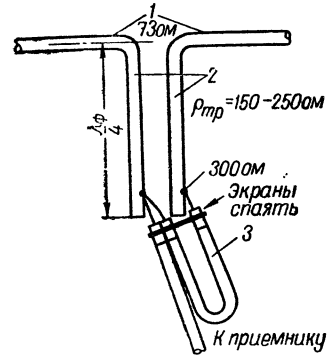


Рис. 634. Пример применения трансформатора, повышающего сопротивление:

1 — полуволновый вибратор; *2* — трансформатор; *3* — симметрирующая петля.

Трансформатор располагается вертикально и является частью снижения антенны. Расстояния между проводами фиксируются распорками из изоляционного материала. Расстояние между соседними распорками 420 *мм*. Для изготовления трансформатора применяется медный провод диаметром 3 *мм*.

Экспоненциальный трансформатор имеет очень широкую полосу пропускания и обеспечивает работу антенного устройства на всех каналах телевизионного вещания.

Использование петлевого вибратора в качестве согласующего устройства. Входное сопротивление антенны типа «волновой канал» повышается при замене линейного активного вибратора петлевым вибратором в 4 раза, а при замене тройным петлевым вибратором — в 9 раз. На практике в качестве активного вибратора антенны типа «волновой канал» применяется петлевой вибратор, который конструктивно проще тройного петлевого вибратора.

Если петлевой вибратор выполнить из трубок различных диаметров, то его входное сопротивление изменится (см. § 5 этой главы). При этом пропорционально изменится входное сопротивление многовибраторной антенны.

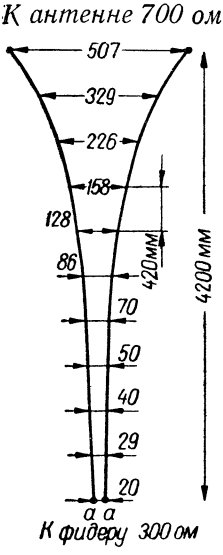


Рис. 635. Экспоненциальный трансформатор.

Симметрирующие устройства

Симметрирующие устройства применяются в тех случаях, когда необходимо соединить антенну, представляющую собой симметричную

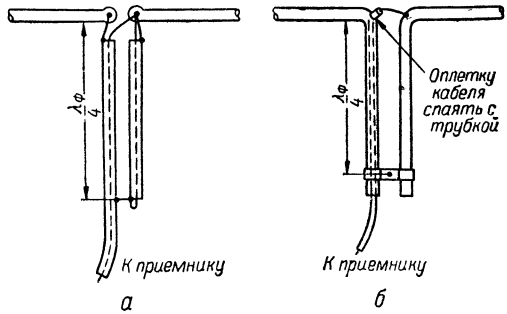


Рис. 636. Компенсационные симметрирующие устройства.

цепь, с несимметричной фидерной линией, или когда необходимо осуществить переход с симметричного фидера на несимметричный. Иногда симметрирующие устройства включаются между фидером и входом приемника, если вход приемника симметричен, а фидер несимметричен, и наоборот.

Компенсационное симметрирующее устройство позволяет получить полное согласование фидера с антенной, входное сопротивление которой равно волновому сопротивлению применяемого фидера.

Конструктивно такое устройство может быть выполнено либо из отрезков кабеля (рис. 636,*а*), либо из трубок (рис. 636,*б*). Расстояние между кабелями или трубками должно составлять 60—80 *мм*.

Симметрирующая петля представляет собой отрезок коаксиального кабеля с электрической длиной $^1/_2$, который соединяет оба симметричных

зажима антенны (рис. 637). Несимметричный фидер присоединяется к одному из зажимов антенны.

Длина отрезка кабеля, из которого изготовляется симметрирующая петля, определяется по формуле

$$l_n = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}},$$

где λ — длина волны;

ε — диэлектрическая проницаемость кабеля (табл. 18).

Симметрирующее устройство этого типа является одновременно трансформатором сопротивлений. Для полного согласования с несимметричным фидером с помощью симметрирующей петли, входное сопротивление антенны R_A должно быть в 4 раза больше волнового сопротивления применяемого фидера $\rho_ф$.

Величина волнового сопротивления кабеля, из которого изготовляется петля, не имеет значения.

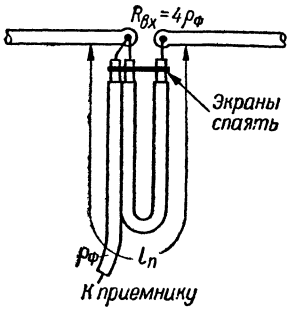


Рис. 637. Симметрирующая петля.

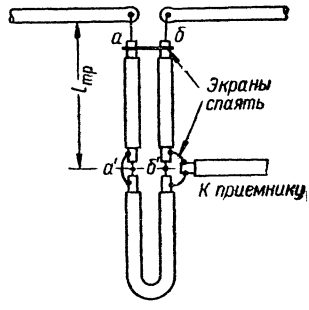


Рис. 638. U-колено.

Симметрирующее устройство типа U-колена (рис. 638) так же, как и симметрирующая петля, является одновременно трансформатором сопротивлений. Отрезки *а—а'* и *б—б'* образуют четвертьволновый трансформатор, а отрезок *а'—б'* представляет собой обычную симметрирующую петлю. Длина отрезка *а— а'* и *б—б'* определяется по формуле

$$l_{тр} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon}}.$$

Волновое сопротивление кабеля, из которого изготовляется четвертьволновый трансформатор, можно определить по формуле

$$\rho_{тр} = \sqrt{R_A \rho_ф},$$

где R_A — входное сопротивление антенны; $\rho_ф$ — волновое сопротивление фидера, идущего к приемнику.

Если входное сопротивление антенны равно волновому сопротивлению фидера, то четвертьволновый трансформатор изготовляется из кабеля с таким же волновым сопротивлением, как у фидера.

§ 7. ЗАЗЕМЛЕНИЯ

Необходимость заземления приемника. Приемники, питающиеся от сети переменного тока, не нуждаются в специальном заземлении, так как они заземляются по высокой частоте через питающую сеть благодаря емкости между первичной обмоткой силового трансформатора и сердечником. В некоторых случаях специальное заземление улучшает прием.

Батарейные приемники всегда работают лучше с заземлением. Хорошее заземление особенно необходимо при приеме на детекторный приемник.

Устройство заземления. Для заземления приемник присоединяют к трубам водопровода или центрального отопления либо к специальному заземлителю.

Прежде чем присоединить провод заземления к трубе, ее очищают от ржавчины и краски. На очищенное место накладывают свинцовую прокладку, а на нее — скобу (хомутик). Провод заземления припаивают к скобе и по кратчайшему пути подводят к приемнику.

Для устройства специального заземлителя необходима металлическая труба (стержень) диаметром до 5 *см* и длиной 3 *м*. Трубу очищают от ржавчины, краски и других изолирующих материалов и забивают в землю так, чтобы верхний конец был ниже поверхности земли на 0,5—1 *м*. Затем к трубе приваривают или припаивают стальную проволоку диаметром 4—5 *мм*. Место пайки закрашивают асфальтовым лаком.

ГЛАВА XVI

ИЗМЕРЕНИЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ АППАРАТУРА

§ 1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СТРЕЛОЧНЫХ ПРИБОРОВ

Погрешности и деление на классы. По степени точности измерений приборы разделяются на 7 классов (0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0). Класс точности прибора определяет наибольшую допустимую для него погрешность, выраженную в процентах к предельному значению по его шкале. Приборы с погрешностью свыше 4% называются внеклассными и обычно используются лишь в качестве индикаторов.

С большей точностью измеряется величина, отсчитываемая при положении стрелки прибора ближе к пределу шкалы.

Чувствительность. Отношение углового перемещения стрелки прибора к изменению измеряемой величины, вызвавшей это перемещение, определяет его чувствительность. Чувствительность выражается числом делений шкалы, приходящихся на единицу измеряемой величины, и, таким образом, является величиной, обратной цене деления. О чувствительности прибора принято также судить по значению предела шкалы измерений: чем меньше предел шкалы измерений, тем прибор чувствительней. В радиотехнике часто требуется измерять малые величины, поэтому необходимы приборы высокой чувствительности.

Собственное потребление энергии приборами. Приборы, включенные в измерительную цепь, потребляют электрическую мощность. Величина расходуемой приборами мощности зависит от системы прибора, его конструкции и от измеряемой величины.

Величина потребления мощности приборами несущественна при измерениях в цепях мощных источников (источники питания радиоустройств). При измерениях же в маломощных цепях собственное потребление энергии приборами может привести к большим погрешностям измерений, если потребляемая прибором мощность соизмерима с мощностью, действующей в цепи.

В радиоизмерениях находят наибольшее применение приборы магнитоэлектрической системы, потребляющие небольшую мощность. Гальванометры и микроамперметры этой системы потребляют всего от 0,00001 до 0,001 *вт*.

Системы электроизмерительных приборов, условные обозначения систем и их краткая техническая характеристика приведены в § 16.

§ 2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МЕХАНИЗМЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Измерительные механизмы магнитоэлектрической системы могут применяться лишь для измерений в цепях постоянного тока. Однако в сочетании с выпрямляющими устройствами они служат и для измерений в цепях переменного тока, образуя приборы детекторной и электронной систем (см. § 16).

Принцип действия измерительного механизма и его характеристики. Взаимодействие магнитного поля постоянного магнита с электрическим током, текущим в обмотке, надетой на стальной сердечник подвижной рамки, создает вращающий момент, поворачивающий рамку вместе со стрелкой на угол, пропорциональный величине измеряемого тока.

Устройство измерительного механизма показано на рис. 639. Измерительный механизм характеризуется следующими показателями: 1) током $I_р$, вызывающим отклонение стрелки на всю шкалу (ток полного отклонения, называемый иногда чувствительностью механизма); 2) напряжением полного отклонения $U_р$ — величиной напряжения на рамке прибора при протекании через нее тока полного отклонения; 3) сопротивлением рамки $R_р$, связанным с предыдущими величинами в соответствии с законом Ома: $R_р = \frac{U_р}{I_р}$.

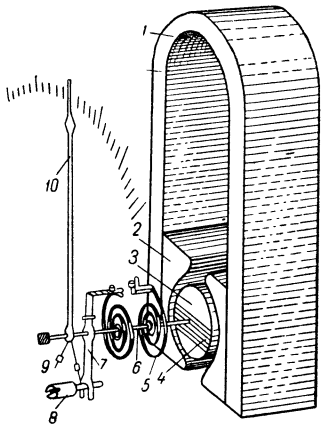


Рис. 639. Устройство измерительного механизма магнитоэлектрической системы:

1 — подковообразный магнит; *2* — полюсные наконечники из мягкой стали; *3* — неподвижный стальной сердечник; *4* — подвижная рамка, намотанная тонким медным проводом на алюминиевом каркасе; *5* — спиральные токоподводящие пружины, создающие также момент, противодействующий повороту рамки; *6* — ось рамки; *7* — поводок с вилкой; *8* — винт установки стрелки на нуль шкалы; *9* — противовесы для уравновешивания подвижной части механизма; *10* — стрелка, укрепленная на оси рамки.

Данные промышленных типов чувствительных магнитоэлектрических измерительных механизмов приведены в табл. 153.

Для того чтобы можно было измерять большие токи и напряжения чувствительными механизмами, расширяют пределы измерений.

§ 3. РАСШИРЕНИЕ ПРЕДЕЛОВ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Шунты применяются для расширения пределов измерений магнитоэлектрических приборов по току. Шунт — сопротивление, включенное параллельно рамке прибора, уменьшает ток, текущий через нее. Шунты изготовляются из манганиновой или константановой проволоки, а также из полосок манганина.

Таблица 153

Технические данные чувствительных магнитоэлектрических измерительных механизмов

Тип	Класс точности	$I_р$ (в *ма*)	$R_р$ (в *ом*)	$U_р$ (в *в*)	Длина шкалы (в *мм*)
ИТ	1,5	0,15	1500	0,225	60
М-24	1; 1,5; 2,5	0,05			80
		0,10	3000	0,300	
		0,15	850	0,130	
		0,20	900	0,180	
		0,30	900	0,270	
М-592	2,5	0,05	2000	0,130	50
		0,10	800	0,080	
		0,20	800	0,160	
		0,30	500	0,150	
		0,50	500	0,250	
М-494	2,5	0,05	2000	0,100	60
		0,10	700	0,070	
М-20	2,5	1,00	350	0,350	60
		0,20	700	0,140	
М-49	2,5	0,30	350	0,105	60
		0,50	350	0,175	

Отношение измеряемого тока $I_и$ к току, текущему через рамку $I_р$, называется коэффициентом шунтирования

$$K_ш = \frac{I_и}{I_р}.$$

При заданном $K_ш$ величина шунта $R_ш$ определяется сопротивлением рамки $R_р$

$$R_ш = R_р \frac{1}{K_ш - 1}.$$

Пример. Ток полного отклонения рамки $I_р = 1$ *ма*. Максимальное значение нового предела измерения $I_и = 5$ *ма*. Сопротивление рамки

$$R_р = 50 \text{ ом};$$

$$K_ш = \frac{5}{1} = 5; \quad R_ш = 50 \frac{1}{5 - 1} = 12{,}5 \text{ ом}.$$

Переключая соответствующим образом подобранные шунты, можно получить многопредельный прибор (рис. 640).

Универсальный шунт широко применяется в приборах для радиоизмерений.

Величина шунта $R_ш$ (рис. 641) выбирается из условия $R_ш \geqslant 10R_р$. В этом случае коэффициент шунтирования $K_ш = \frac{R_ш}{R}$ и не зависит от сопротивления самой рамки. Здесь R — часть общего шунта $R_ш$, включенная параллельно входным зажимам.

Пример. $I_{и_1} \cong I_р = 1$ *ма*; $R_р = 100$ *ом*.

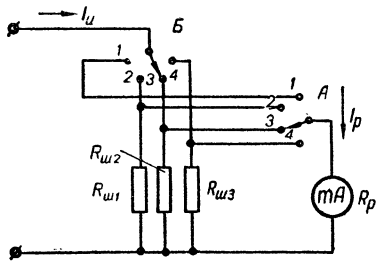


Рис. 640. Схема многопредельного амперметра:
А, Б — двухплатный переключатель на четыре положения.

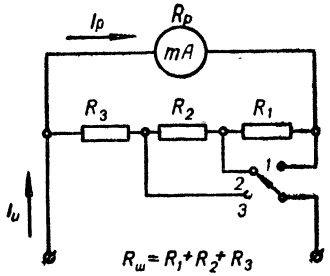


Рис. 641. Схема с универсальным шунтом.

Рассчитать универсальный шунт на пределы $I_{и_2} = 10$ *ма* и $I_{и_3} = 100$ *ма* (рис. 641)

$$K_{ш_2} = \frac{R_ш}{R_2 + R_3} = 10; \quad K_{ш_3} = \frac{R_ш}{R_3} = 100.$$

Берем:

$$R_ш = R_1 + R_2 + R_3 = 10R_р = 10 \cdot 100 = 1000 \text{ ом};$$

$$R_2 + R_3 = \frac{R_ш}{K_{ш_2}} = \frac{1000}{10} = 100 \text{ ом};$$

$$R_3 = \frac{1000}{100} = 10 \text{ ом};$$

$$R_2 = 100 - R_3 = 100 - 10 = 90 \text{ ом};$$
$$R_1 = 1000 - 100 = 900 \text{ ом}.$$

Добавочные сопротивления применяются для расширения пределов измерения по напряжению. Они включаются последовательно с рамкой магнитоэлектрического прибора, вследствие чего возрастает общее падение напряжения на его зажимах.

Добавочные сопротивления наматываются из манганиновой или константановой проволоки. Применяются также непроволочные сопротивления, выбранные с пятикратным запасом по рассеиваемой на них мощности.

Величину добавочного сопротивления к прибору (в *ом*) определяют по формуле

$$R_д = \frac{1000 \cdot U}{I_р} - R_р,$$

где $I_р$ — ток полного отклонения стрелки прибора (в *ма*);

U — максимальное значение измеряемого напряжения (в *в*).

Переключая добавочные сопротивления, можно получить многопредельные вольтметры постоянного тока, схемы которых приведены на рис. 642, *а* и *б*. Добавочные сопротивления в таких приборах встраиваются в корпус прибора.

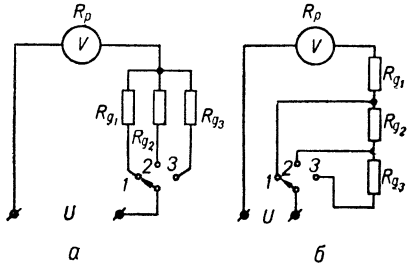


Рис. 642. Схемы многопредельных вольтметров.

Пример. Рассчитать величину добавочных сопротивлений для вольтметра по схеме рис. 642,*а* с пределами измерений: $U_{д_1} = 10$ *в*; $U_{д_2} = 50$ *в*; $U_{д_3} = 300$ *в*. Используется магнитоэлектрический микроамперметр типа М-24 с током полного отклонения $I_р = 200$ *мка* и сопротивлением рамки $R_р = 900$ *ом*.

$$R_{д_1} = \frac{1000 \cdot 10}{0{,}2} - 900 = 49\,100 \text{ ом} \approx 49 \text{ ком};$$

$$R_{д_2} = \frac{1000 \cdot 50}{0{,}2} - 900 = 249\,100 \text{ ом} \approx 249 \text{ ком};$$

$$R_{д_3} = \frac{1000 \cdot 300}{0{,}2} - 900 = 1\,499\,100 \text{ ом} \approx 1{,}5 \text{ Мом}.$$

Мощность, потребляемая вольтметром из цепи, обратно пропорциональна величине его входного сопротивления

$$P = \frac{U^2}{R_{вх}},$$

где $R_{вх} = R_д + R_р$.

В многопредельных вольтметрах величина входного сопротивления различна для каждого предела измерения и возрастает с увеличением измеряемого напряжения. Чем выше чувствительность используемого в вольтметре измерительного механизма, тем выше входное сопротивление вольтметра на всех пределах.

Сравнительную оценку качества вольтметров с различными по чувствительности магнитоэлектрическими приборами ведут по величине входного сопротивления для предела измерений $U' = 1$ *в*

$$R'_{вх} = \frac{U'}{I_р} = \frac{1}{I_р}.$$

Отсюда следует, что чем чувствительнее прибор, тем выше величина $R'_{вх}$.

Для точного измерения напряжений в радиоцепях необходимы вольтметры, входное сопротивление которых не менее 1000 *ом/в*.

§ 4. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКОВ

Измерение постоянного тока проводится приборами магнитоэлектрической системы — миллиамперметрами и микроамперметрами.

При измерении токов в цепях электродов электронных ламп миллиамперметры необходимо включать так, чтобы через них не протекали переменные составляющие токов (рис. 643).

Величину тока можно определить и косвенным путем, измерив вольтметром V падение напряжения на сопротивлении известной величины R. При этом необходимо выполнить условие $R_{вх} \gg R$. Величина тока затем определяется по закону Ома (гл. I).

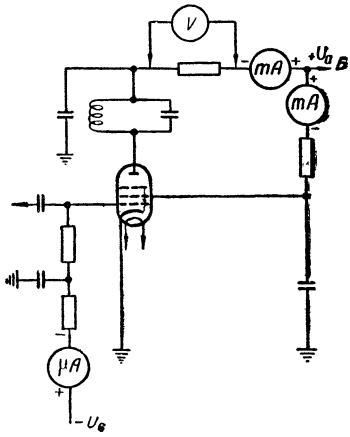


Рис. 643. Измерение режима электронных ламп по току.

Измерение переменных токов низкой частоты. Для измерений тока промышленной частоты (50 *гц*) применяются электромагнитные и электродинамические приборы. Они применяются для измерения тока накала электронных ламп и токов в силовых трансформаторах.

В диапазоне звуковых частот для измерения токов применяются также приборы детекторной системы. Их главное преимущество — возможность измерения малых токов. При двухполупериодной схеме, применяя магнитоэлектрический прибор с током полного отклонения в 1 *ма*, получим шкалу для переменного тока в 1,1 *ма*.

Измерение переменных токов высокой частоты. Для измерения переменных токов в широком диапазоне от 50 *гц* до высоких радиочастот наиболее пригодны термоэлектрические приборы. На рис. 644,*а* показана схема прибора с контактным термопреобразователем. Недостатком ее является электрическая связь подогревателя *1* с магнитоэлектрическим прибором.

При частоте свыше 10 *Мгц* применяют бесконтактные термопреобразователи (рис. 644,*б*), в которых за счет изолирующей бусинки резко ослаблена связь измеряемой цепи с прибором. Так как э. д. с. термопар (гл. I) при допустимой температуре нагрева мала (измеряется десятками милли-

вольт), то в термоприборах применяются обычно микроамперметры. Для измерений токов высокой частоты применяются также детекторные приборы на кристаллических выпрямителях.

В практике радиолюбителей для приближенного определения величины тока ВЧ в контуре или антенне можно применять индикаторные лампочки, включаемые последовательно в измеряемую цепь. Значение тока, при котором лампочка начинает слабо светиться, определяется заранее. Лампочки можно соединять параллельно между собой (при большом токе); для уменьшения их емкости баллоны необходимо снимать с цоколей.

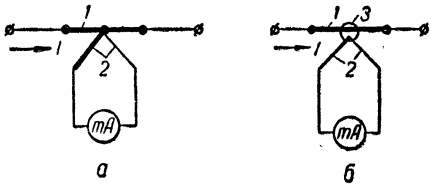


Рис. 644. Схемы приборов с термопреобразователями:

а — контактным; *б* — бесконтактным; *1* — подогреватель; *2* — термопара; *3* — изолирующая бусинка.

Градуировка. Приборы для измерения постоянного тока градуируются на постоянном токе, а детекторной системы — на переменном токе частотой 50 *гц*. Термоэлектрические приборы градуируются на переменном токе той частоты, в диапазоне которой они будут работать.

На рис. 645,*а* показана схема градуировки амперметра с применением эталонного амперметра.

На рис. 645,*б* показана схема с применением эталонного вольтметра, в которой $R_э$ — эталонное сопротивление, в 50—100 раз большее входного сопротивления градуируемого прибора.

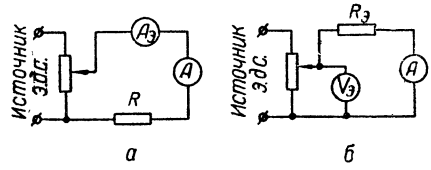


Рис. 645. Схемы градуировки амперметров:

а — по эталонному амперметру; *б* — по эталонному вольтметру; *R* — сопротивление, ограничивающее ток; $R_э$ — эталлоное сопротивление; *A* — градуируемый по току прибор.

§ 5. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ

Измерение постоянных напряжений. Низкоомным вольтметром можно измерять напряжение лишь на низкоомных участках схемы (сопротивления смещения в катоде лампы, на источнике питания и т. д.). Для измерения напряжения на высокоомных участках пригодны лишь вольтметры с большим входным сопротивлением (не менее 5000 *ом/в*). Точно измерить напряжение непосредственно на управляющей или экранной сетке лампы при последовательно включенном в цепь большом (сотни килоом) сопротивлении можно только ламповым вольтметром постоянного тока.

Как измерять режим электронных ламп по напряжению в различных схемах показано на рис. 646,*а* и *б*. Напряжения на электродах необходимо измерять по отношению к точке нулевого потенциала (обычно — шасси). Потенциал анода по отношению к катоду определяется разностью двух измеренных напряжений: анод — шасси и катод — шасси.

Для измерения напряжения на аноде электронно-лучевой трубки телевизора наиболее подходят электростатические вольтметры. Однако можно измерить напряжение на аноде магнитоэлектрическим прибором чувствительностью порядка 100 *мка*. Для этого трубка из схемы отключается, а ее нагрузка заменяется потреблением прибора. На шкалу 5 *кв* необходимо добавочное сопротивление в 50 *Мом*, которое составляется из цепочки непроволочных сопротивлений так, чтобы к каждому сопротивлению было приложено допустимое напряжение (гл. IV).

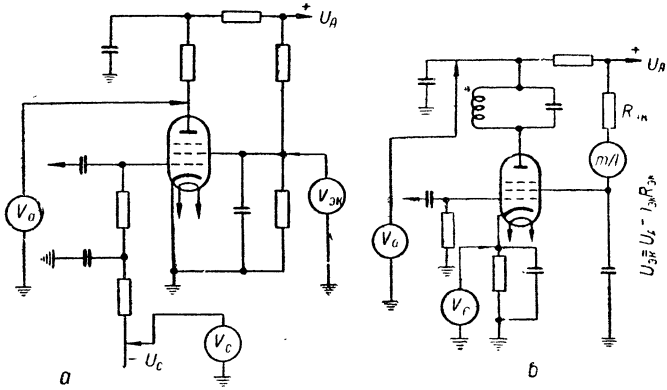


Рис. 646. Измерение режима электронных ламп по напряжению.

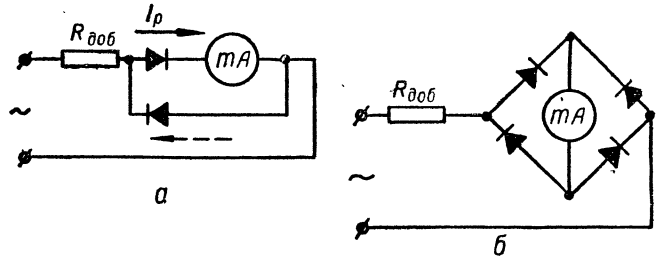


Рис. 647. Схемы детекторных вольтметров:
а — однополупериодная со встречным купроксным выпрямителем;
б — двухполупериодная.

Измерение переменного напряжения низкой частоты. Для измерения напряжения частотой 50 *гц* применяются вольтметры электромагнитной и электродинамической систем. Для измерения напряжений звуковых частот наиболее часто в радиотехнической практике применяются детекторные приборы. Детекторами обычно являются купроксные или германиевые выпрямители (гл. IX).

Применяя простейшую однополупериодную схему купроксного вольтметра, можно измерять лишь напряжения в 5—6 *в*.

Схема со встречным купроксным выпрямителем (рис. 647) предохраняет основной выпрямитель от пробоя в полупериод, когда он заперт. Эта схема

применена в приборе ТТ-1 и др. Расширение пределов измерения напряжений производится включением добавочных сопротивлений.

Величина $R_{доб}$ (в *ком*) для этой схемы определяется по формуле

$$R_{доб} = \frac{U}{2{,}22I_р},$$

где U — требуемый предел шкалы (в *в*);

$I_р$ — ток полного отклонения стрелки миллиамперметра (в *ма*).

На рис. 647,*б* приведена мостовая схема детекторного вольтметра. Величина добавочного сопротивления для этой схемы определяется по формуле

$$R_{доб} = \frac{U}{1{,}11I_р}.$$

Входное сопротивление детекторных вольтметров зависит от величины переменного тока в общей цепи, при которой стрелка магнитоэлектрического измерительного прибора отклоняется на край шкалы. При использовании микроамперметра с током полного отклонения $I_р = 50 \div 100$ *мка* можно получить входное сопротивление порядка 2—5 *ком/в* и более. При прочих равных условиях мостовая схема рис. 647,*б* обеспечивает более высокое входное сопротивление, чем схема на рис. 647,*а*.

Шкала детекторных вольтметров равномерная (несколько сжата лишь вначале). Вследствие значительной емкости купроксных выпрямителей применение их в вольтметрах ограничивается частотой 5—6 *кгц*. На более высоких частотах лучше применять германиевые диоды.

Промышленный детекторный вольтметр—измеритель выхода ИВ-4—применяется для измерения напряжения звуковой частоты на выходе приемника при его испытании. Детекторные схемы используются в авометрах (§ 8 этой главы) для измерения величины переменного тока и напряжения с помощью измерительного механизма магнитоэлектрической системы.

Детекторные приборы измеряют среднее $I_{ср}$ (за полупериод) значение переменного тока, а градуируются в единицах эффективного I (действующего) значения синусоидального тока. При этом учитывается коэффициент формы $K_ф$, равный отношению $I/I_{ср}$. Для синусоидальной формы тока и напряжения $K_ф = 1{,}11$. Поэтому показания детекторного прибора будут неверны, если форма кривой тока или напряжения отличается от синусоидальной. Это следует иметь в виду, например, при измерении величины напряжения на выходе феррорезонансного стабилизатора напряжения: форма кривой его выходного напряжения несинусоидальна, почти прямоугольная и значение $K_ф$ близко к единице. Вследствие этого по шкале детекторного прибора будет отсчитано завышенное против фактического эффективное значение выходного напряжения.

Напряжение на выходе феррорезонансного стабилизатора напряжения следует измерять приборами электромагнитной и электродинамической системы, предпочтительно астатическими, которые мало чувствительны к полям рассеяния магнитного потока стабилизатора.

Измерение напряжения высокой частоты. Для измерения напряжения на радиочастотах чаще всего применяются ламповые вольтметры с верхним пределом по частоте около 50 *Мгц*. На более высоких частотах сказывается влияние входной емкости прибора, вследствие чего падает входное сопротивление и растет частотная погрешность.

В вольтметрах детекторной системы применяются кристаллические германиевые диоды, характеризующиеся малой входной емкостью (1—2*пф*). Такими приборами можно измерять напряжения частотой до 100 *Мгц* и применять их при налаживании УКВ и телевизионной аппаратуры.

Высокое (по сравнению с купроксными и селеновыми выпрямителями) обратное напряжение германиевых диодов позволяет в однополупериодной схеме с применением ДГ-Ц7 измерять напряжения до 40 *в*. Добавочное сопротивление должно быть безындукционным.

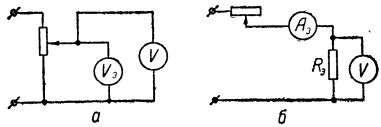


Рис. 648. Схемы градуировки вольтметров:

а — по эталонному вольтметру; *б* — по эталонному амперметру; $R_э$ — эталонное сопротивление; *V* — градуируемый вольтметр.

Градуировка вольтметров. Вольтметры для постоянного напряжения градуируют на постоянном напряжении. Детекторные и ламповые вольтметры градуируют на переменном напряжении частотой 50 *гц*. Для градуировки применяются образцовые приборы. Схема градуировки с применением эталонного вольтметра приведена на рис. 648, *а*. Для схемы рис. 648, *б* входное сопротивление вольтметра должно быть во много раз больше сопротивления $R_э$.

§ 6. ЛАМПОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Ламповые вольтметры представляют собой соединение электронной схемы с магнитоэлектрическим измерительным механизмом.

Ламповый вольтметр постоянного тока. Измеряемое напряжение подводится ко входу лампового усилителя постоянного тока (рис. 649), на выходе которого включается магнитоэлектрический измерительный механизм.

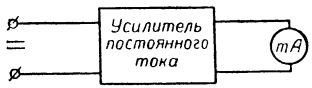


Рис. 649. Блок-схема лампового вольтметра постоянного тока.

Усилитель работает в режиме без сеточного тока, поэтому входное сопротивление вольтметра очень высокое, ток из измеряемой цепи практически не потребляется и обеспечивается наибольшая точность измерений постоянного напряжения в цепях. Наличие усилителя позволяет применить в вольтметре магнитоэлектрический механизм меньшей чувствительности. Усилитель постоянного тока обычно выполняется на триоде по схеме катодного повторителя.

На рис. 650 приведена схема трехпредельного лампового вольтметра постоянного тока. При переключении катодных сопротивлений получается несколько диапазонов измерений: чем больше $R_к$, тем выше предел измерений.

Начальный ток триода I_{a_0}, протекающий через измерительный механизм, приводит к неполному использованию шкалы прибора. Поэтому в практических схемах ламповых вольтметров применяется компенсация начального тока лампы: через миллиамперметр пропускается ток в противоположном направлении, равный по величине току I_{a_0}. Регулировкой величины компенсирующего тока стрелка прибора устанавливается на нуль.

На рис. 650 источником тока компенсации является часть напряжения анодного питания триода.

На рис. 651 приведена балансная (мостовая) схема лампового вольтметра постоянного тока с использованием дополнительного триода. Установка на нуль производится выравниванием потенциалов обоих анодов потенциометром R. В этой схеме установка нуля более устойчива и точность измерений повышается.

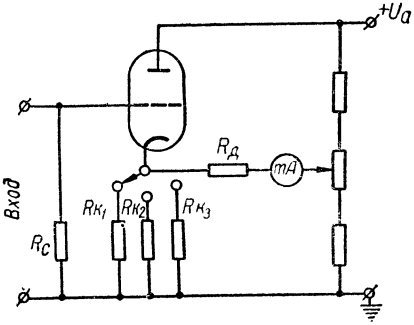


Рис. 650. Трехпредельный ламповый вольтметр постоянного тока с переключением катодных сопротивлений.

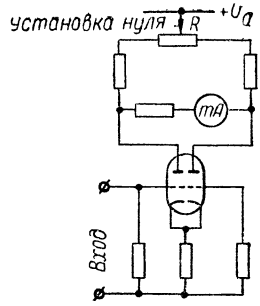


Рис. 651. Балансная схема лампового вольтметра постоянного тока.

Предельные значения диапазонов измерений однокаскадного многопредельного триодного лампового вольтметра могут быть от десятых долей вольта до $200 \div 300$ *в*. Наиболее высокая точность измерений и стабильность градуировки шкалы имеет место на самом высоковольтном пределе, который характеризуется сильной отрицательной обратной связью. Для повышения устойчивости в ламповых вольтметрах, питаемых от сети переменного тока, стабилизируют напряжение питания.

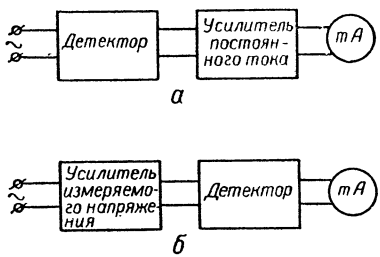


Рис. 652. Блок-схемы ламповых вольтметров переменного тока:
а — с усилителем постоянного тока;
б — с усилителем измеряемого напряжения.

Для расширения предела измерения в сторону больших напряжений используются входные делители напряжения. Достоинством такого вольтметра является одинаковый режим работы усилителя на всех пределах, обеспечивающий возможность применения общей отсчетной шкалы. Однако в такой схеме снижается величина входного сопротивления.

Ламповые вольтметры переменного тока представляют собой соединение детектора, лампового усилителя и магнитоэлектрического измерительного механизма.

На рис. 652,*а* приведена блок-схема лампового вольтметра с усилителем постоянного тока. Для этой схемы входное сопротивление вольтметра определяется схемой детектора. Верхний предел частот измеряемых напряжений ограничивается входной емкостью прибора (обычно 7—10 *пф*) и может достигать величины 50—100 *Мгц*. По такой блок-схеме работает промышленный ламповый катодный вольтметр ВКС-7Б.

На рис. 652,*б* приведена блок-схема лампового вольтметра с усилителем на частоте измеряемого напряжения. Входное сопротивление определяется величинами сопротивлений делителя напряжения, служащего для получения нескольких пределов измерения. Шкала прибора — общая для всех пределов. Верхний предел измеряемых частот ограничивается полосой пропускания усилителя. По такой блок-схеме работает ламповый вольтметр ЛВ-9-2.

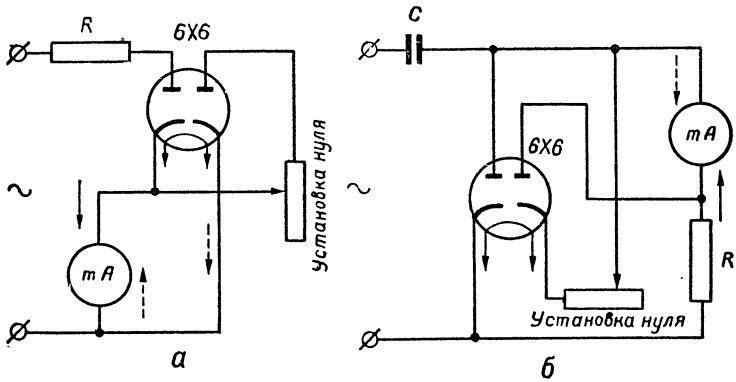


Рис. 653. Схемы диодных вольтметров переменного тока:
а — линейного; *б* — амплитудного (пикового).

Распространены также ламповые вольтметры простейшего типа, представляющие собой соединение диода с прибором магнитоэлектрической системы.

Линейный диодный вольтметр, схема которого приведена на рис. 653,*а*, позволяет измерять средние значения выпрямленного переменного напряжения. Компенсация начального тока диода здесь производится за счет начального тока дополнительного диода, пропускаемого через миллиамперметр в обратном направлении (направление тока компенсации показано пунктирной стрелкой).

Ориентировочная величина сопротивления нагрузки детектора R определяется из выражения

$$R \approx \frac{0{,}45U'_{\text{п}}}{I_{\text{р}}},$$

где $U_{\text{п}}$ — предельное действующее значение измеряемого напряжения;

$I_{\text{р}}$ — ток полного отклонения измерительного механизма.

Линейность шкалы вольтметра обеспечивается при соблюдении условия $R \gg R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление диода. С увеличением

нагрузки R детектора растет входное сопротивление вольтметра, но снижается чувствительность, поэтому вольтметром можно измерять переменные напряжения не менее нескольких вольт. Шкала вольтметра градуируется в действующих значениях переменного напряжения и справедлива лишь для напряжений синусоидальной формы.

На рис. 653,*б* приведена схема амплитудного (пикового) диодного вольтметра, показания которого пропорциональны амплитудным значениям $U_м$ измеряемого переменного напряжения при соблюдении условия $CR \gg T$, где T — период измеряемого напряжения. Шкала вольтметра, проградуированная в значениях амплитуды напряжения, верна при любой форме измеряемого напряжения. Если шкала вольтметра проградуирована в действующих значениях синусоидального напряжения, то при любой форме измеряемого напряжения

$$U_м = \frac{U}{0{,}707},$$

где U — отсчет по шкале.

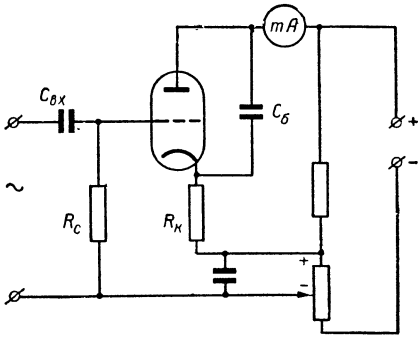


Рис. 654. Схема триодного лампового вольтметра переменного тока.

Начальный ток диода в этой схеме, как и в схеме, приведенной на рис. 653,*а*, компенсируется начальным током дополнительного диода.

При соединении диодного детектора с многопредельным усилителем постоянного тока по блок-схеме рис. 652,*а* получается высокочувствительный ламповый вольтмегр переменного тока с высоким входным сопротивлением на всех пределах. Сопротивление нагрузки детектора в этом случае может быть выбрано порядка $10 \div 20$ *Мом*.

Схема триодного лампового вольтметра приведена на рис. 654. Здесь применено анодное детектирование. В таком режиме вольтметр обладает большими, чем диодный вольтметр, входным сопротивлением и чувствительностью. Стрелка измерителя устанавливается на нуль изменением величины постоянного отрицательного смещения. Показания вольтметра прямо пропорциональны амплитуде измеряемого напряжения, что обусловливает линейность шкалы. Пределы измерений амплитудного триодного вольтметра устанавливаются переключением катодных сопротивлений $R_к$ (чем больше величина сопротивления, тем выше предел). Общий диапазон измерений может быть установлен от единиц до сотен вольт. При необходимости измерения малых напряжений схема дополняется предварительным широкополосным усилителем или оконечным усилителем постоянного тока.

Триодный вольтметр переменного тока можно применить и для измерения постоянных напряжений. Для этого постоянное напряжение должно быть подано на сетку лампы не через разделительный конденсатор, а согласующее высокоомное сопротивление, величина которого подбирается при регулировке прибора.

В ламповых вольтметрах переменного тока может быть применен детектор любого типа (гл. XI). Тип детектора определяет характер шкалы,

величину входного сопротивления и верхний предел частоты измеряемого напряжения.

На рис. 655 приведена практическая схема простого лампового вольтметра для измерения постоянных и переменных напряжений. Схема представляет собой соединение диодного амплитудного детектора с усилителем постоянного тока через делитель напряжения. Сопротивления R_1, R_2, R_3 — проволочные, их точная величина устанавливается при наладке для компенсации погрешностей делителя напряжения.

Питание ламповых вольтметров. При питании от сети переменного тока выпрямитель обычно выполняется по однополупериодной схеме на маломощной приемно-усилительной лампе в диодном включении. Нагрузка вы-

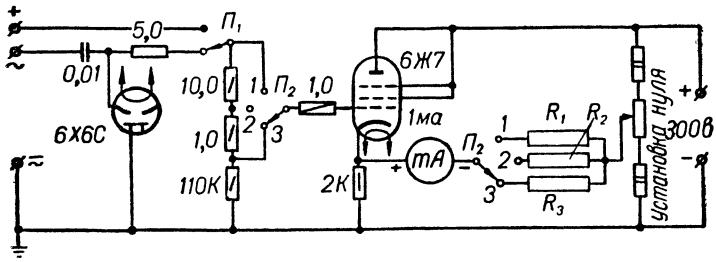


Рис. 655. Практическая схема лампового вольтметра для измерения постоянных и переменных напряжений. R_1, R_2, R_3 — проволочные сопротивления.

прямителя невелика (10 ÷ 15 *ма*) и фильтром служит конденсатор емкостью 2 ÷ 5 *мкф*, включенный параллельно. Нити накала лампы диодного детектора желательно подключать к отдельной обмотке. Для повышения устойчивости работы вольтметра при возможных колебаниях питающего напряжения желательна стабилизация режима питания цепей анодов и накала ламп.

Вольтметры, питаемые от батарей или сухих элементов, работают более стабильно. Их недостатками являются ограничения в выборе типов ламп и режима работы.

§ 7. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Метод вольтметра и амперметра. По вольтметру и амперметру отсчитываются величины падения напряжения на измеряемом сопротивлении R_x и ток, протекающий по нему. $R_x = \frac{U}{I}$ (по закону Ома).

Омметры. По шкале омметра можно непосредственно отсчитывать величину сопротивления. На рис. 656 приведена схема омметра последовательного включения. Нуль шкалы омов устанавливается при закороченных клеммах R_x регулировкой вспомогательного сопротивления R. Включая между клеммами R_x ряд образцовых сопротивлений, можно отградуировать шкалу прибора непосредственно в омах. Шкала омов неравномерна; она растянута вначале и сильно сжата слева в области больших значений

R_x. Применяя батарейку от карманного фонаря (4,5 *в*) и миллиамперметр чувствительностью 0,5 *ма*, можно измерять сопротивления от единиц омов до нескольких сот килоом.

Подбирая величину добавочных сопротивлений для многопредельного омметра, необходимо иметь в виду, что полезно используемой частью шкалы является диапазон сопротивлений от 0,1 $R_д$ до 10 $R_д$. При $R_д = R_x$ стрелка прибора будет находиться примерно на средине шкалы.

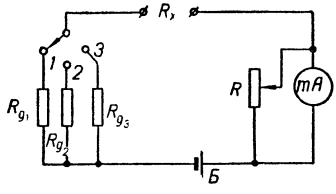


Рис. 656. Схема омметра последовательного включения R_x.

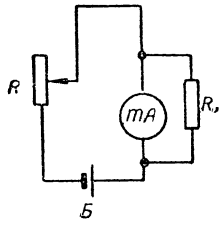


Рис. 657. Схема омметра параллельного включения R_x.

На рис. 657 приведена схема омметра параллельного включения R_x, применяемая для измерения малых величин сопротивлений — от единиц до сотых долей омов. При отключенном измеряемом сопротивлении R_x, регулируя вспомогательное сопротивление R, устанавливают в цепи ток, при котором стрелка миллиамперметра перемещается на край шкалы. Эта точка по шкале омов соответствует величине $R_x = \infty$ и обозначается ∞. Подключая параллельно прибору ряд образцовых сопротивлений, можно проградуировать шкалу непосредственно в омах. Нуль шкалы слева соответствует $R_x = 0$, т. е. закороченному прибору. Шкала неравномерная, сжатая в сторону больших значений R_x. Величина регулировочного сопротивления R должна быть в 20—25 раз больше сопротивления рамки прибора.

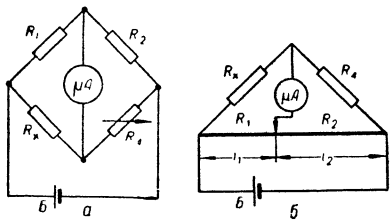


Рис. 658. Схемы мостов для измерения сопротивлений: *Б* — источник э. д. с., питающей мост; *μA* — индикатор равновесия моста с нулем по середине шкалы.

Точность измерений сопротивлений омметрами примерно $\pm 10\%$.

Мосты. На рис. 658,*а* приведена простейшая схема уравновешенного моста постоянного тока. Индикатором равновесия моста (ток в диагонали моста равен нулю) обычно служит микроамперметр или гальванометр.

При равновесии моста $R_x = \frac{R_1}{R_2} R_4$. При известном отношении $\frac{R_1}{R_2}$ (которое в многопредельных мостах выбирается кратным десяти) величина R_x определяется значением R_4. На рис. 658, *б* приведена схема линейного

моста. Отношение плеч R_1 и R_2 отсчитывается как отношение длин $\frac{l_1}{l_2}$ отрезка проволоки, называемой реохордом, по которому перемещается ползунок.

Мостовые схемы дают наибольшую точность.

Ламповый омметр. Ламповый вольтметр постоянного тока измеряет постоянное напряжение, величина которого зависит от измеряемого сопротивления. Измеряемое напряжение создается в специальной входной цепи, которая вместе с ламповым вольтметром образует ламповый омметр.

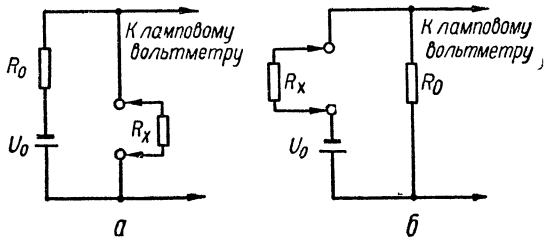


Рис. 659. Входные цепи ламповых омметров.

При входной цепи рис. 659,*а* на вход вольтметра подается напряжение U с измеряемого сопротивления R_x

$$U = U_0 \frac{R_x}{R_0 + R_x},$$

где U_0 — напряжение батареи;

R_0 — постоянное сопротивление.

Здесь нуль шкалы вольтметра соответствует нулю шкалы омов, при этом напряжение источника U_0 должно быть равно предельному напряжению, измеряемому вольтметром. При $R_x = R_0$ входное напряжение $U = \frac{1}{2}U_0$ и значение R_x отсчитывается примерно на середине шкалы.

При входной цепи рис. 659,*б* на вход вольтметра подается напряжение с постоянного сопротивления R_0. Градуировка шкалы омметра располагается в обратном по сравнению с предыдущей схемой направлении.

В многопредельных ламповых омметрах переключаются постоянные сопротивления R_0. Обычно сопротивления R_0 смежных пределов отличаются в 10 раз. Для отсчета используется общая шкала с десятичными множителями.

Ламповые омметры используются для измерения средних и больших значений сопротивлений. Верхний предел достигает значений в десятки тысяч мегом.

§ 8. АМПЕРВОЛЬТОММЕТРЫ

В радиотехнической практике широко применяются универсальные измерительные приборы — ампервольтомметры (авометры), представляющие собой компактные переносные приборы, заменяющие несколько приборов, необходимых при налаживании и ремонте радиоаппаратуры.

Авометры предназначены для измерения токов, напряжений и электрических сопротивлений. Эти величины отсчитываются по шкалам общего измерительного механизма магнитоэлектрической системы, являющегося

сновной частью прибора. В общем корпусе смонтированы также элементы схем многопредельного амперметра, вольтметра и омметра, в нем же размещаются источники питания схемы омметра.

На рис. 660 приведена схема простого любительского авометра, в котором использован миллиамперметр с током полного отклонения $I_0 = 1$ *ма*.

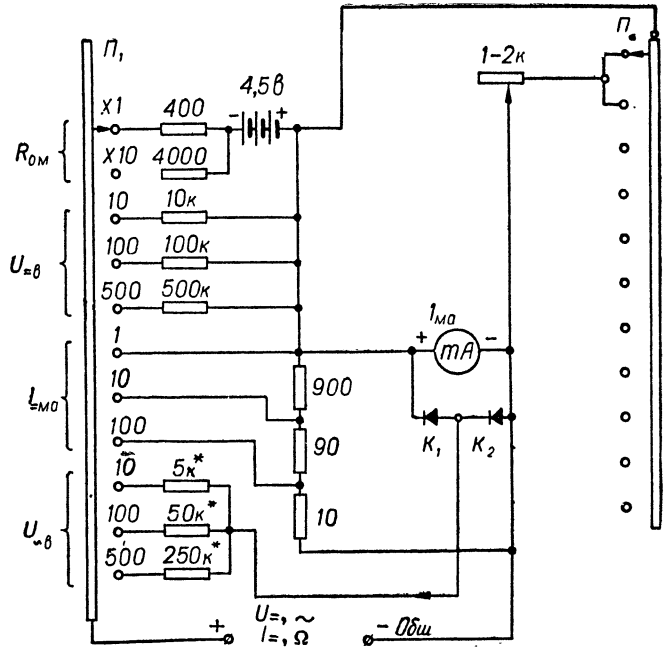


Рис. 660. Схема простого любительского авометра. Сопротивления, отмеченные звёздочкой, подбираются при наладке; $П_1$ и $П_2$ — спарены.

Прибор позволяет измерять: 1) величину постоянного тока, 2) напряжение постоянного тока, 3) напряжение переменного тока низких частот, 4) электрическое сопротивление.

Для каждого вида работы установлены пределы, определяющие возможность измерения как малых, так и больших электрических величин. В схеме измерения постоянного тока для расширения пределов измерений применен универсальный шунт. Измерение переменного напряжения осуществляется детекторной схемой на двух купроксных выпрямителях K_1 и K_2. Входное сопротивление при измерении напряжения постоянного тока определяется чувствительностью магнитоэлектрического измерителя и равно 1000 *ом/в*. Переменное сопротивление 1—2 *ком* служит для установки нуля при измерении сопротивлений. Коммутация осуществляется при помощи двухплатного переключателя. Прибор имеет три шкалы (для постоянного напряжения и тока, переменного напряжения и сопротивлений).

В промышленных авометрах (ТТ-1, ТТ-2, Ц-20) используются более чувствительные магнитоэлектрические механизмы ($I_р$ порядка 100÷÷ 300 *мка*). Переключателем устанавливается только вид работы. Для выбора предела измерений применяется гнездовая коммутация (см. рис. 678).

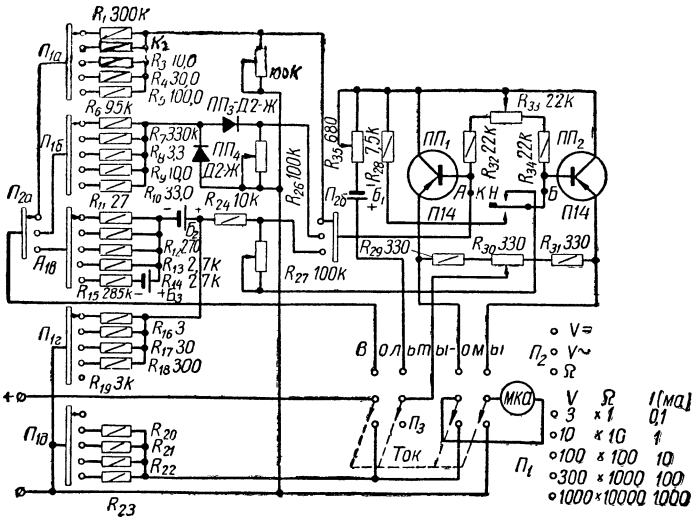


Рис. 661. Авометр на полупроводниковых триодах.

На рис. 661 приведена схема авометра на полупроводниковых триодах. Прибор позволяет измерять напряжения постоянного и переменного тока до 1000 *в*, постоянный ток до 1 *а* и сопротивления до 10 *Мом*. Пределы измерений и входное сопротивление прибора на каждом из пяти диапазонов приведены в табл. 154.

Таблица 154

Технические данные авометра на полупроводниковых триодах

Диапазоны	Постоянное напряжение		Переменное напряжение		Постоянный ток (в *ма*)	Сопротивление
	Предел (в *в*)	Входное сопротивление (в *Мом*)	Предел (в *в*)	Входное сопротивление (в *Мом*)		
1	3	0,3	3	0,1	0,1	1000 *ом*
2	10	1,0	10	0,33	1,0	10 *ком*
3	100	10,0	100	3,3	10,0	100 »
4	300	30,0	300	10,0	100,0	1 *Мом*
5	1000	100,0	1000	33,0	1000,0	10 »

Два полупроводниковых триода типа П14 используются в схеме усилителя постоянного тока при измерении напряжений постоянного и переменного тока и сопротивлений. В качестве измерительного механизма использован микроамперметр типа М-24 с чувствительностью 100 *мка* и сопротивлением рамки 700 *ом*. В качестве переключателя $П_3$ использованы два перекидных двухполюсных тумблера типа ПВГ, ручки которых спарены. Сопротивления $R_1 \div R_{15}$ должны подбираться с допуском не ниже $\pm 5\%$, все остальные сопротивления — с допуском $\pm 20\%$. Триоды должны быть подобраны с возможно близкими параметрами, обратное сопротивление диодов типа Д2Ж должно быть не менее 1 *Мом*. Элементы питания схемы $Б_1$, $Б_2$ и $Б_3$ — типа «Сатурн» напряжением по 1,5 *в* каждый (см. табл. 135).

§ 9. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Генераторы звуковой частоты применяются для определения технических показателей, испытания и налаживания низкочастотных устройств радиоаппаратуры. Они также используются как источник напряжения низкой частоты для питания различных измерительных схем, модуляции колебаний высокочастотных генераторов, градуировки частотомеров и ламповых вольтметров.

Генераторы звуковой частоты должны перекрывать диапазон звуковых частот в пределах 50÷20 000 *гц*. Промышленные генераторы имеют также делитель выходного напряжения.

Звуковые генераторы на биениях содержат один высокочастотный генератор с фиксированной частотой f_1, другой — настраивающийся с плавным изменением частоты в пределах от f_1 до $f_1 + F$, где F — крайнее значение звуковой частоты диапазона. По принципу биений двух высокочастотных генераторов выполняются высококачественные промышленные звуковые генераторы.

Наиболее широкое распространение находят сейчас так называемые *RC*-генераторы, которые по своим техническим показателям мало уступают генераторам на биениях и значительно превосходят генераторы типа *LC*. Они очень просты по конструкции и могут быть изготовлены радиолюбителями.

Преимуществом *RC*-генераторов звуковой частоты является большое перекрытие по диапазону, стабильность амплитуды колебаний в широком диапазоне частот, простота схемы.

Практическая схема генератора звуковой частоты с возбудителем колебаний на *RC*, собранным по мостовой схеме, приведена на рис. 662. Диапазон частот 20 *гц* ÷ 20 *кгц* разбит на три поддиапазона: I — 20 ÷ 200 *гц*; II — 200 ÷ 2000 *гц*; III — 2 — 20 *кгц*. Плавное изменение частоты по диапазону осуществляется при помощи сдвоенных переменных сопротивлений R_1 и R_4. В цепь отрицательной обратной связи двухлампового возбудителя включен термистор ТП2/0,5, стабилизирующий величину выходного напряжения. Индикатором выходного напряжения является диодный вольтметр, в котором используется магнитоэлектрический прибор чувствительностью 1 *ма*. Сердечник выходного трансформатора набран из пластин Ш1-18 в пакет толщиной 20 *мм*, обмотка *I* содержит 1000 витков провода ПЭЛ-1 0,2; *II* — 4000 витков ПЭЛ-1 0,08; *III* — 900 витков ПЭЛ-1 0,2 и *IV* — 100 витков ПЭЛ-1 0,64. Потребляемая мощность — до 30 *вт*.

Практическая схема *RC*-генератора звуковой частоты с четырехзвенной фазовращающей цепочкой приведена на рис. 663. Диапазон генерируе-

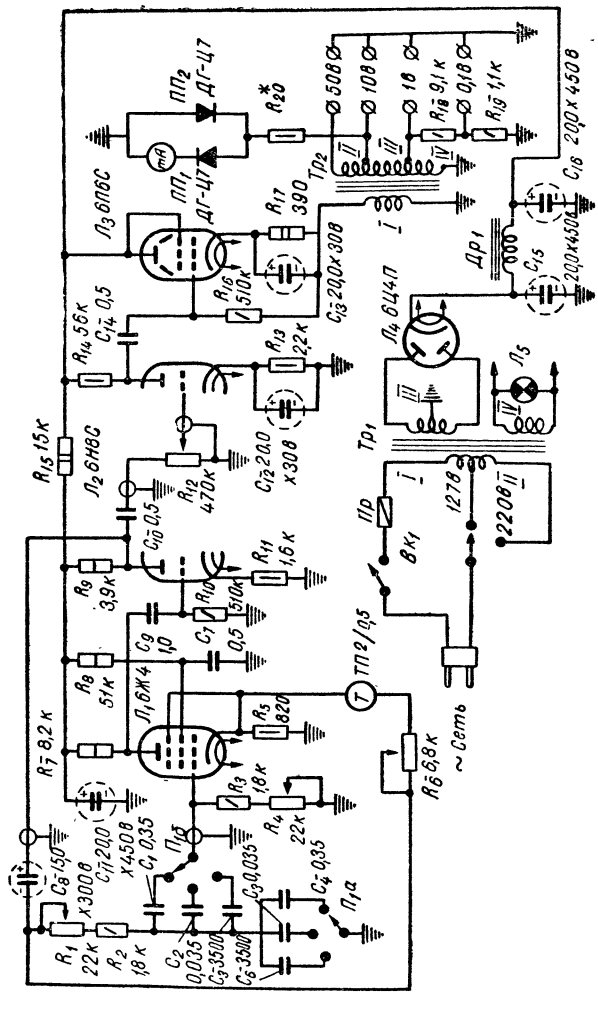


Рис. 662. Практическая схема генератора звуковой частоты с возбудителем колебаний на *RC*, собранным по мостовой схеме.

мых частот разбит на четыре поддиапазона. Это осуществляется переключением сопротивлений R всех звеньев цепочки. Плавное изменение частоты в пределах каждого поддиапазона производится изменением емкости счетверенного блока переменных конденсаторов. Для данной схемы при одинаковых величинах R и C в звеньях цепочки частота определяется по формуле $F = \frac{1{,}2}{2\pi RC}$. При данных на схеме величинах R и C цепочки перекрывается диапазон частот от 20 до 60 000 *гц*.

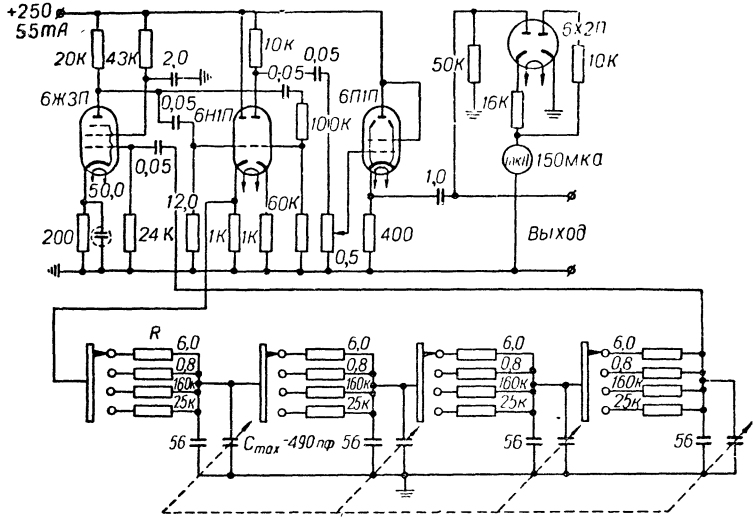


Рис. 663. Практическая схема RC-генератора звуковой частоты с фазовращающей цепочкой.

Широкополосные генераторы. Для наладки широкополосных усилителей разного назначения, в том числе видеоусилителей, необходим генератор с диапазоном частот от низких звуковых (50—100 *гц*) до высоких частот (5—6 *Мгц*). Такие генераторы называются широкополосными. По принципу работы они ничем не отличаются от звуковых генераторов на биениях (например, типа ЗГ-2А).

Если отсутствует широкополосный генератор, то можно применять два генератора, например, ЗГ-11 и ГСС-6, перекрывающие вместе заданный диапазон частот.

§ 10. ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ

Генераторы сигналов применяются главным образом для налаживания и измерения технических показателей радиоприемников, телевизоров, высокочастотных усилителей, настройки контуров и т. д.

Различают два вида измерительных высокочастотных генераторов. Более простые (обычно радиолюбительские) градуированы по частоте, но

не имеют точной калибровки по выходному напряжению. Их называют сигнал-генераторами.

Генераторы промышленного типа, называемые генераторами стандартных сигналов, это приборы с более точной градуировкой по частоте и с калиброванным выходным напряжением.

Для плавной и точной настройки на необходимую частоту генераторы сигналов имеют верньерные устройства со значительным замедлением.

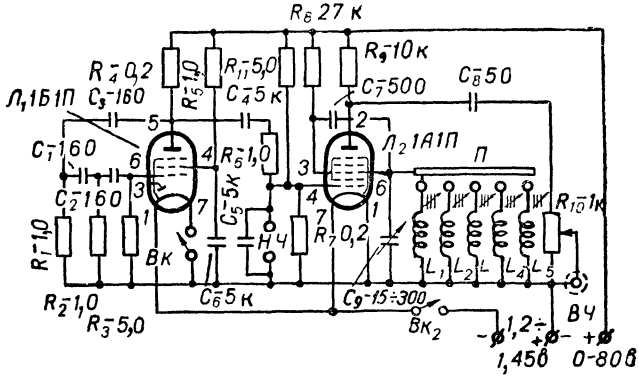


Рис. 664. Схема батарейного сигнал-генератора.

На рис. 664 приведена схема батарейного сигнал-генератора, в котором диапазон частот от 100 *кгц* до 16 *Мгц* разбит на 5 поддиапазонов: 100 ÷ 250 *кгц*; 250 ÷ 700 *кгц*; 700 ÷ 2000 *кгц*; 2 ÷ 5,5 *Мгц*, 5,5 ÷ 16 *Мгц*. Выходное напряжение — 0,3 *в*. Катушки намотаны на каркасах диаметром 10 *мм*, тип намотки — «Универсаль». Данные катушек: L_1 — 850 витков ПЭШО 0,12; L_2 — 275 витков ПЭШО 0,2; L_3 — 112 витков ЛЭШО 10 × × 0,07; L_4 — 42 витка ЛЭШО 10 × 0,07 и L_5 — 11 витков ПЭШО 0,5. Внешнее напряжение звуковой частоты для модуляции высокочастотного сигнала подастся на клеммы *НЧ*.

§ 11. ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Осциллограф (осциллоскоп) представляет собой прибор для визуального наблюдения электрических процессов на экране электронно-лучевой трубки. В радиолюбительской практике осциллограф является одним из самых необходимых приборов как при налаживании, так и ремонте радиоаппаратуры.

При помощи осциллографа можно измерять величину переменного и импульсного напряжений, частоту, коэффициент глубины модуляции, ширину полосы пропускания усилителя. Наблюдая на экране осциллографа форму напряжения в различных участках радиосхемы, можно судить о вносимых искажениях, появлении самовозбуждения, срыве генерации и т. д.

Схема осциллографа. Основные узлы схемы:

1. Усилитель исследуемого сигнала (вход *У*), с выхода которого напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки.

2. Генератор пилообразного напряжения развертки, которое используется для равномерного перемещения электронного луча трубки в горизонтальном направлении.

3. Усилитель горизонтального отклонения луча, используемый для усиления пилообразного напряжения генератора развертки или внешнего напряжения развертки луча (вход *Х*). С выхода усилителя напряжение подается на горизонтально отклоняющие пластины трубки.

4. Индикаторная часть с электронно-лучевой трубкой и блок питания.

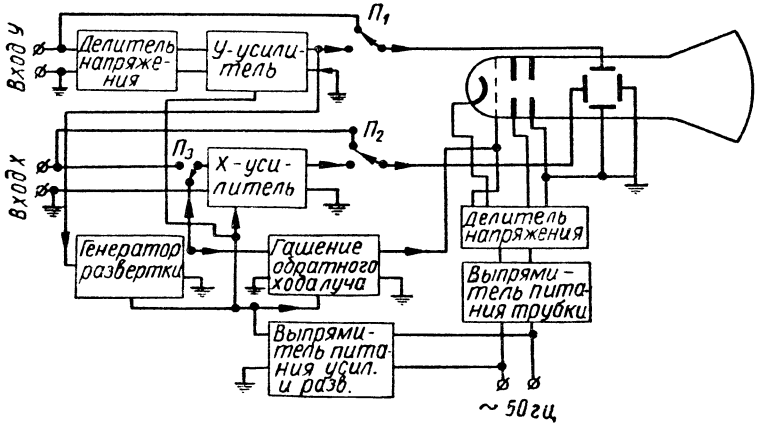


Рис. 665. Блок-схема осциллографа.

Типовая блок-схема осциллографа приведена на рис. 665.

В схемах осциллографов предусматривается также синхронизация работы генератора развертки исследуемым напряжением или напряжением сети. В осциллографах, предназначенных для исследования периодических импульсных напряжений, предусматривается работа генератора развертки в заторможенном режиме (так называемая «ждущая развертка»): генератор срабатывает с частотой прихода исследуемых импульсов.

На рис. 666 приведена схема радиолюбительской конструкции портативного осциллографа на трубке 5ЛО38. В схеме пять электронных ламп. На лампах $Л_1$, $Л_2$, $Л_3$ собран усилитель вертикального отклонения луча с общим коэффициентом усиления 200 в полосе частот 10 *гц* — 2,5 *Мгц*. На входе первого каскада усилителя включен ступенчатый компенсированный по частоте делитель исследуемого напряжения. Генератор развертки собран на лампе $Л_4$. Частота генератора меняется ступенчато от диапазона к диапазону и плавно в пределах диапазона. Предусмотрена работа генератора также в режиме ждущей развертки. Усилитель горизонтального отклонения собран на лампе $Л_6$. Блок питания содержит два выпрямителя: высоковольтный на селеновом столбике АВС-7 для питания трубки и низ-

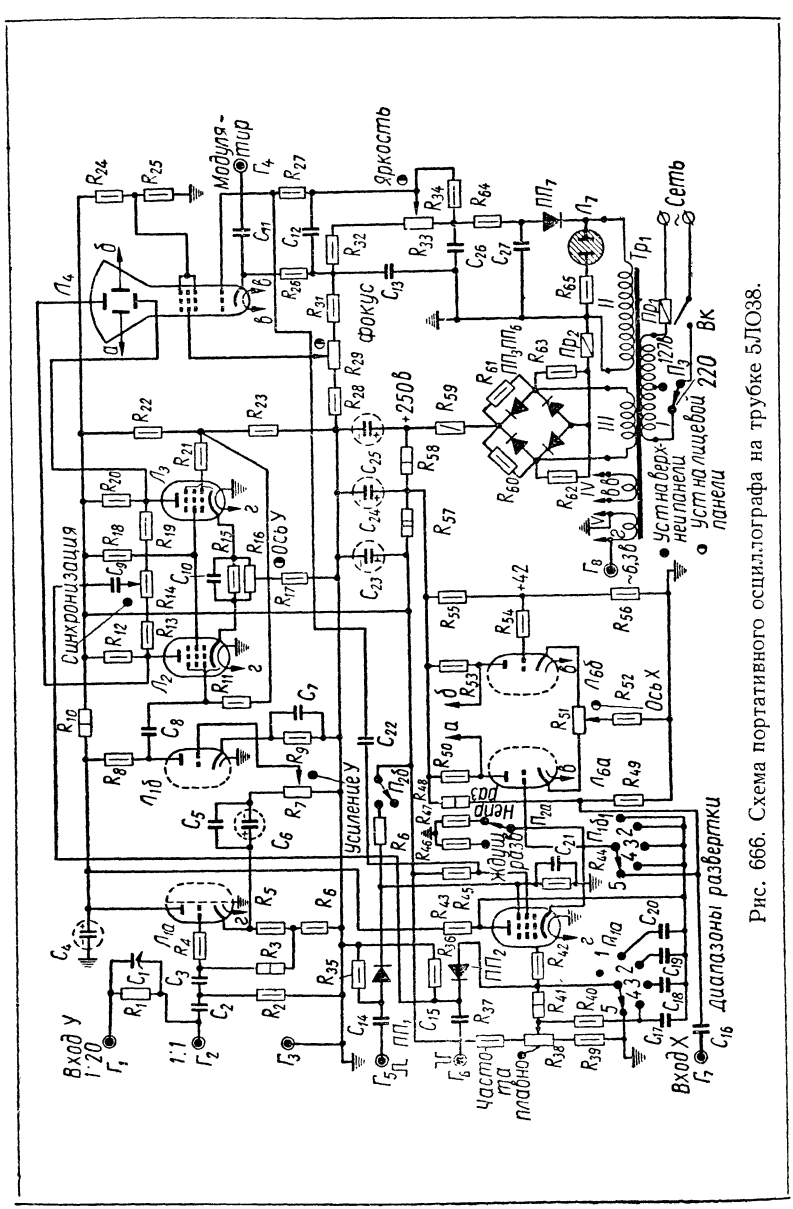


Рис. 666. Схема портативного осциллографа на трубке 5ЛО38.

Таблица 155

Спецификация деталей к принципиальной схеме портативного осциллографа

Обозначение по схеме	Величина	Обозначение по схеме	Величина	Обозначение по схеме	Величина
R_1	14 *Мом*	R_{37}	27 *ком*	C_9	0,1 *мкф*
R_2	750 *ком*	R_{38}	150 »	C_{10}	1200 *пф*
R_3	10 *Мом*	R_{39}	9,1 »	C_{11}	0,25 *мкф*
R_4	110 *ом*	R_{40}	2,0 *Мом*	C_{12}	0,1 »
R_5	180 »	R_{41}	8,2 *Мом*	C_{13}	0,5 »
R_6	5,1 *ком*	R_{42}	510 *ом*	C_{14}	6800 *пф*
R_7	2,2 »	R_{43}	62 *ком*	C_{15}	6800 »
R_8	6,2 »	R_{44}	27 »	C_{16}	—
R_9	1,1 »	R_{45}	20 »	C_{17}	32 *пф*
R_{10}	5,6 »	R_{46}	3,9 »	C_{18}	220 »
R_{11}	620 »	R_{47}	360 *ом*	C_{19}	2400 »
R_{12}	10 »	R_{48}	6,8 *ком*	C_{20}	0,02 *мкф*
R_{13}	120 »	R_{49}	2,2 *Мом*	C_{21}	1000 *пф*
R_{14}	10 »	R_{50}	47 *ком*	C_{22}	180 »
R_{15}	240 *ом*	R_{51}	—	C_{23-25}	30 *мкф* 300 *в*
R_{16}	470 »	R_{52}	20 *ком*	C_{26}	0,5 *мкф*
R_{17}	2,4 *ком*	R_{53}	62 »	C_{27}	0,5 »
R_{18}	39 »	R_{54}	110 *ом*	$Л_1$	6Н3П
R_{19}	100 »	R_{55}	160 *ком*	$Л_2$	6Ж1П
R_{20}	10 »	R_{56}	47 »	$Л_3$	6Ж1П
R_{21}	110 *ом*	R_{57}	2,4 »	$Л_4$	5ЛО38
R_{22}	120 *ком*	R_{58}	1 »	$Л_5$	6Ж2П
R_{23}	16 »	R_{59}	27 *ом*	$Л_6$	6Н3П
R_{24}	120 »	R_{60-63}	130 *ком*	$Л_7$	МН-8
R_{25}	680 »	R_{64}	270 »	$ПП_1$	Д2-Е
R_{26}	27 »	C_1	4÷15 *пф*	$ПП_2$	Д2-Е
R_{27}	18 »	C_2	0,5 *мкф*	$ПП_3$-$ПП_6$	ДГ-Ц27
R_{28}	510 »	C_3	0,1 »	$ПП_7$	АВС-7
R_{29}	100 »	C_4	30 *мкф*, 300 *в*	TP_1	Силовой тр-р
—	—	C_5	1000 *пф*	$Г_1$-$Г_8$	Гнездо
R_{31}	180 *ком*	C_6	15 *мкф*, 50 *в*	$П_1$	Переключатель на 5 направлений
R_{32}	10 »	C_7	820 *пф*	$П_2$	Переключатель на 2 направления
R_{33}	47 »	C_8	0,5 *мкф*	$П_3$	Перемычка
R_{34}	380 »	C_{16}	0,1 »	$ВК$	Тумблер
—	—				
R_{36}	120 *ком*				
R_{35}	120 »				
R_{51}	2,2 »				
R_{65}	680 »				

ковольтный на полупроводниковых диодах ДГ-Ц27 — для питания анодных цепей ламп.

Силовой трансформатор собирается из пластин Ш-16; толщина набора 20 *мм*. Данные обмоток: *Iа* — 1500 и *Iб* —1000 витков провода ПЭВ 0,23; *II* — 6000 витков ПЭВ 0,09; *III* — 3700 витков ПЭВ 0,12; *IV* — 87 витков ПЭВ 0,51; *V* — 87 витков ПЭВ 0,51. Размеры осциллографа 90 × × 100 × 400 *мм*, вес — 3,6 *кг*.

Спецификация деталей к принципиальной схеме портативного осциллографа приведена в табл. 155.

Измерение глубины модуляции. На вертикальный вход осциллографа подаются модулированные колебания высокой частоты. По изображению на экране трубки определяются величины A_{min} и A_{max} (рис. 667). Коэффициент глубины модуляции определяется по формуле

$$m = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} \cdot 100\%.$$

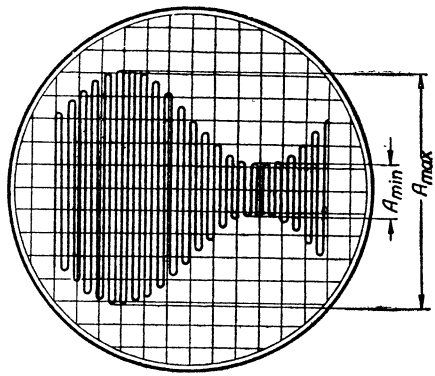


Рис. 667. Определение коэффициента глубины модуляции по осциллографу.

Измерение переменного напряжения. Для осциллографа обычно известна чувствительность трубки, которая выражается в миллиметрах отклонения луча на экране при подаче непосредственно на вертикальные пластины напряжения в 1 *в*. Измеряя размер изображения на экране трубки по вертикали и зная чувствительность, можно определить амплитудное значение измеряемого напряжения. При подаче измеряемого напряжения на вход усилителя вертикального отклонения необходимо предварительно определить чувствительность со входа при определенных положениях ручки регулировки усиления. Это осуществляется подачей на вход усилителя вертикального отклонения синусоидального напряжения (например от сети), величина которого измеряется на входе вольтметром. Длина l изображения на экране по вертикали пропорциональна двойной амплитуде измеряемого напряжения. Чувствительность со входа при данном положении ручки усиления $a = \frac{l}{2 \cdot 1{,}41 \cdot U}$, где U — действующее значение подаваемого на вход напряжения.

Зная чувствительность со входа a, определяем измеряемое напряжение U_x по величине его изображения l_x:

$$U_x = a l_x.$$

Наблюдение частотных характеристик. Для наблюдения на экране осциллографа частотной характеристики усилителя необходимо дополнительное устройство в виде частотно-модулированного генератора, напряже-

ние которого подается на вход исследуемого усилителя. Если диапазон «качания» частоты этого генератора полностью охватывает полосу пропускания частот усилителя, то, продетектировав напряжение на его выходе и подав его на вертикальный вход осциллографа, можно получить на экране изображение частотной характеристики, например, резонансной кривой. Прибором такого типа является прибор ПНТ, предназначенный для настройки и ремонта телевизоров. ПНТ имеет на всех поддиапазонах широкую полосу «качания» частоты (порядка 10 *Мгц*), что позволяет визуально наблюдать на экране трубки и корректировать частотные характеристики УКВ ступеней на всех диапазонах телевизионного вещания, усилителей промежуточной частоты каналов изображения и звука, ограничителя и дискриминатора в канале звука.

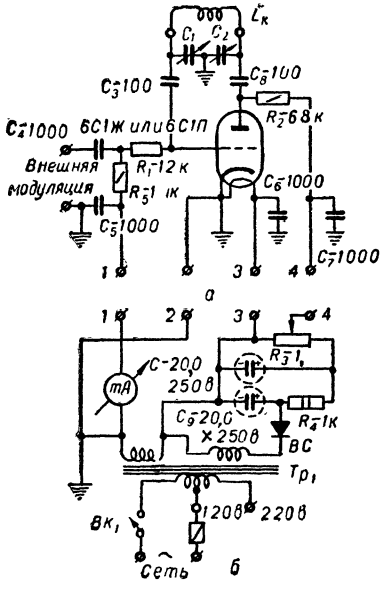


Рис. 668. Схема гетеродинного измерителя резонанса:

а — компактный выносной генератор; *б* — блок питания с индикаторным прибором.

§ 12. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Резонансные волномеры. Настраивающийся в резонанс контур со стабильными параметрами элементов может служить для определения частоты. На этом принципе работают резонансные волномеры, определяющие частоту с точностью до 0,1%. Такой волномер представляет собой обычный перестраивающийся при помощи эталонной емкости колебательный контур, снабженный графиком градуировки.

Для перекрытия данного диапазона частот волномер имеет ряд сменных катушек. Индикатором резонанса служит термоэлектрический прибор, включенный последовательно в контур. Наиболее распространенный тип — волномер 513.

Индикаторами резонанса в резонансных волномерах могут быть неоновая лампочка (включается параллельно контуру) или лампочка накаливания (включается в контур последовательно). Распространены также индикаторы, использующие явление воздействия настроенного в резонанс контура на генератор, частота которого измеряется. Реакция генератора на настройку контура в резонанс выражается в уменьшении величины сеточного тока. Этот принцип использован также в гетеродинном измерителе резонанса. Гетеродинным измерителем резонанса можно определить частоту настройки колебательного контура и производить резонансные измерения по определению неисправностей в радиоаппаратуре. Практическая схема гетеродинного измерителя резонанса (ГИР) приведена на рис. 668. Колебательный контур высокочастотного генератора (рис. 668,*а*) состоит из спарен-

ных переменных конденсаторов C_1 и C_2 ($C_{max} = 50$ *пф*) и сменной катушки $L_к$, которую связывают индуктивно с контуром, частота настройки которого должна быть определена. Сменные катушки $L_к$ рассчитаны на перекрытие диапазона частот 1,4÷150 *Мгц*, их данные приведены в табл. 156.

Таблица 156

Данные сменных катушек ГИР

Диапазон частот (в *Мгц*)	Число витков	Тип и диаметр провода (в *мм*)	Диаметр катушки (в *мм*)	Длина намотки (в *мм*)
1,4—2,6	150	ПЭЛ-1 0,2	30	33
2,4—5	90	ПЭЛ-1 0,2	30	20
4,6—8,5	35	ПЭЛ-1 0,4	30	20
8,3—15	18	ПЭЛ-1 0,4	30	12
14,5—25	11	ПЭЛ-1 0,6	30	8
24,9—48	8	ПЭЛ-1 0,6	30	5
47—95	8	МГ 2	15	25
75—150	3	МГ 2	15	20

Индикатором резонанса служит миллиамперметр чувствительностью 0,5 *ма*, включенный в сеточную цепь высокочастотного генератора и расположенный в блоке питания (рис. 668,*б*). Оба блока соединяются между собой штепсельным разъемом.

Резонансные частоты в контурах аппаратуры следует измерять при выключенном напряжении питания и небольшой связи между контуром и измерительным прибором.

Гетеродинные волномеры. Если на детектор подать два напряжения с частотами f_1 и f_2, то на выходе появится разностная частота $F = f_2 - f_1$ или $F = f_1 - f_2$.

Если f_1 (частота градуированного генератора) и f_2 (измеряемая частота) близки по своим значениям, то разностная частота F будет слышна в телефонах (метод биений). Равенство частоты генератора и измеряемой частоты отмечается по нулевым биениям ($F = 0$). Метод нулевых биений дает очень высокую точность. Индикатором обычно служат головные телефоны.

К волномерам этого типа относятся приборы 526, 527, 528, а также кварцевые калибраторы КК-5, КК-6 и др.

Измерение частоты осциллографом. Частоту генератора можно измерить, сравнивая ее с известной частотой другого генератора. Для этого напряжение измеряемой частоты подается на вертикальный вход осциллографа, а напряжение калиброванного по частоте генератора — на горизонтальный вход.

При равенстве или кратности измеряемой и известной частоты на экране трубки образуются различные фигуры (фигуры Лиссажу), по которым можно определить неизвестную частоту. На рис. 669 показано несколько фигур Лиссажу и даны соответствующие им соотношения для определения неизвестной частоты.

Конденсаторные частотомеры при использовании электронного реле позволяют измерять звуковые и ультразвуковые частоты в диапазоне от

10 *гц* до 200 *кгц*. Напряжение от генератора неизвестной частоты после усиления и ограничения подается на коммутаторную лампу (электронное реле), управляющую зарядом и разрядом конденсатора. Отклонение стрелки

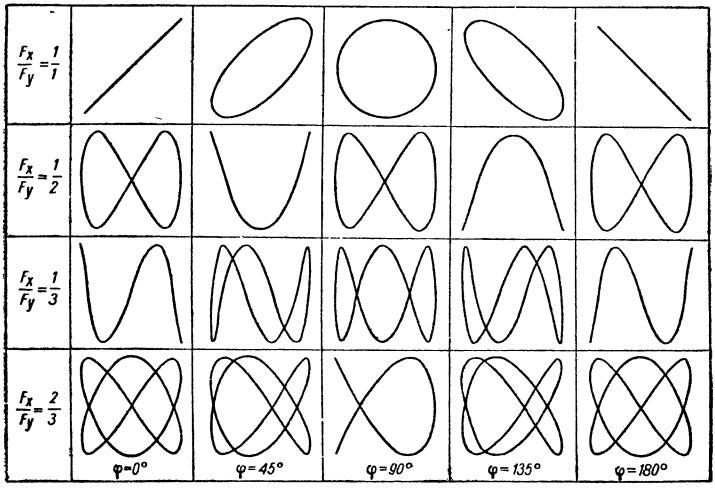


Рис. 669. Фигуры Лиссажу.

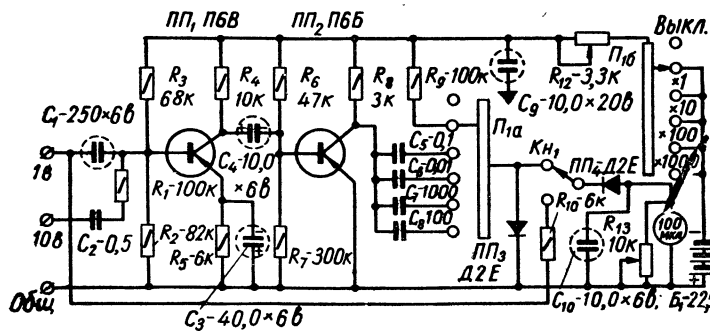


Рис. 670. Любительский частотомер на полупроводниковых триодах.

магнитоэлектрического механизма, включенного в цепь заряда конденсатора, пропорционально измеряемой частоте, в величинах которой градуируется шкала.

На рис. 670 приведена схема любительской конструкции конденсаторного частотомера, собранного на полупроводниковых триодах. В качестве измерителя частоты здесь использован микроамперметр типа М-24

чувствительностью 100 *мка*. Батарея $Б_1$ типа ГБ-СА-45 (используется половина).

Диапазон измеряемых частот разбит на 4 поддиапазона: 10 ÷ 100 *гц*; 100 ÷ 1000 *гц*; 1 ÷ 10 *кгц*; 10 ÷ 100 *кгц*.

Первый каскад на триоде типа П6В является усилителем напряжения, второй каскад на таком же триоде — ограничителем напряжения. Конденсаторы C_5 — C_8 (зарядные емкости) подбираются в отношении 1 : 10 : 100 : : 1000. Уровень входного напряжения контролируется кнопкой $КН_1$. При нажатии кнопки микроамперметр М-24 включается по схеме вольтметра с пределом измерений 1 *в*.

§ 13. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТИ И ИНДУКТИВНОСТИ

Методы измерения емкости и индуктивности выбираются, исходя из требуемой точности. С высокой точностью должны быть, например, измерены величины индуктивности и емкости для настраивающихся контуров радиоустройств, с большим допуском (до ± 10%) по точности могут измеряться индуктивности дросселей и трансформаторов, емкости блокировочных и фильтровых конденсаторов.

Перед измерением емкости конденсаторов и индуктивности контурных катушек, дросселей, трансформаторов необходимо проверить их исправность.

Проверка исправности конденсаторов. Конденсатор необходимо проверить на отсутствие короткого замыкания, пробоя или обрыва между обкладками и выводами от них. Для этой цели пользуются омметром или пробником. В некоторых конденсаторах пробой может проявиться лишь при приложении к нему напряжения, поэтому проверять их желательно на рабочем напряжении. Конденсаторы большой емкости (за исключением электролитических) проще всего проверить на обрыв включением в сеть переменного тока последовательно с лампочкой накаливания. Конденсатор емкостью свыше 100 *пф* можно проверить на утечку при включении в цепь с телефонами и низковольтной батареей: при большом сопротивлении утечки (хорошем конденсаторе) прослушивается щелчок только при первом включении. Точное значение сопротивления утечки измеряется на рабочей частоте конденсатора с использованием мостовых схем.

Проверка исправности катушек индуктивности. Неисправности катушек индуктивности: обрыв или короткое замыкание витков. Обрыв обнаруживается омметром или пробником. Чтобы обнаружить короткозамкнутые витки, испытываемую катушку помещают вблизи другой катушки, входящей в настроенный в резонанс колебательный контур. При наличии короткозамкнутых витков в катушке настройка контура резко нарушится. В качестве настроенного контура можно использовать контурные катушки радиоприемника при настройке его на хорошо слышимую станцию. При расстройке контура громкость резко снизится. Проверять катушку следует при настройке приемника на две различные станции.

Метод вольтметра и амперметра используется для измерения относительно больших емкостей и индуктивностей. Конденсатор или катушка включается в цепь переменного тока последовательно с миллиамперметром. Напряжение на конденсаторе или катушке измеряется вольтметром переменного тока. Зная частоту F, напряжение U и ток I, величину емкости можно вычислить по формуле

$$Cx = \frac{I}{2\pi FU},$$

а величину индуктивности — по формуле

$$L_x = \frac{U}{2\pi FI}.$$

Приборы, в которых величины измеряемых емкостей отсчитываются непосредственно по шкале стрелочного измерительного прибора, называются фарадометрами. Для обеспечения постоянства питающего напряжения используют ламповые ограничители напряжения. Промышленным фарадометром такого типа является прибор типа НИЕ-1.

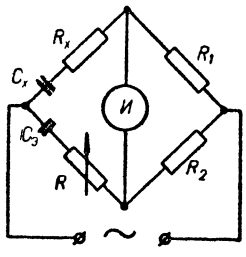


Рис. 671. Схема моста для измерения емкости конденсаторов и величины активных потерь.

Мосты переменного тока. Индикаторами равновесия моста служат головные телефоны, оптический индикатор настройки, например, 6Е5С, детекторные и ламповые приборы. Мост питается от источника переменной э. д. с. частотой 400—1000 *гц*.

На рис. 671 приведена схема моста для измерения емкости конденсаторов (C_x) и активных потерь в них (R_x).

При равновесии моста:

$$C_x = C_э \frac{R_2}{R_1}; \; R_x = R \frac{R_1}{R_2},$$

где R_1 и R_2 — постоянные активные сопротивления;
$C_э$ — образцовая емкость (магазин емкостей);
R — переменное сопротивление, компенсирующее сдвиг фаз в плече моста с конденсатором C_x.

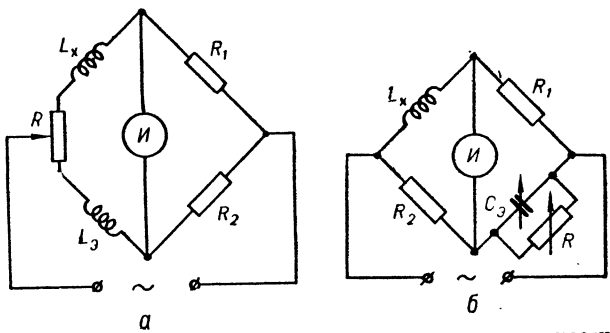


Рис. 672. Схемы мостов для измерения индуктивности.

Равновесие моста соответствует минимальному току через индикатор.

Для конденсаторов без потерь (с воздушным диэлектриком) включать сопротивление R не нужно.

На рис. 672,*а* приведена схема моста для измерения индуктивности L_x по эталонной индуктивности, а на рис. 672,*б* — по эталонной емкости. Переменное сопротивление R (рис. 672,*а*) служит для установления необ-

ходимого соотношения между активными сопротивлениями обеих катушек. При равновесии моста ток в диагонали минимальный и

$$L_x = L_э \frac{R_1}{R_2}.$$

Условие равновесия моста (рис. 672,*б*): $L_x = C_э \cdot R_1 \cdot R_2$; $C_э$ — обычно магазин емкостей; R_1 и R_2 — выбираются постоянной величины. При $R_1 = R_2 = 1000$ *ом* $L_x = C_э$, где L_x — в *мкгн*, $C_э$ — в *пф*.

Сопротивление R служит для компенсации сдвига фаз в плечах.

Схема резонансного моста (рис. 673) применяется для измерения емкостей и индуктивностей. Мост уравновешивается изменением частоты переменного питающего напряжения при последовательном резонансе L и C. При этом $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ и $R_1 R_4 = R_2 R_3$. При известных значениях L и C может быть определена также частота напряжения питания моста.

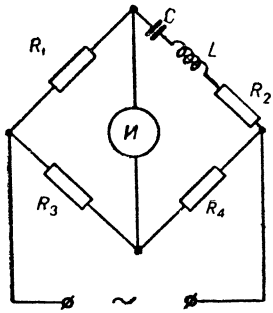


Рис. 673. Схема резонансного моста.

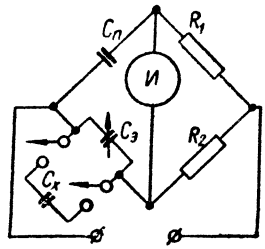


Рис. 674. Схема моста для измерения малых емкостей методом замещения.

Метод замещения. При измерениях малых величин емкостей (до 1000 *пф*) и индуктивностей для исключения влияния паразитных емкостей и погрешностей самого моста применяют метод замещения.

На рис. 674 приведена такая схема для измерения малой величины емкости ($C_э$ — эталонный конденсатор переменной емкости, $C_п$ — магазин емкостей). Сначала уравновешивают мост при подключенном C_x. Затем отсоединяют C_x и снова уравновешивают мост. Приращение емкости $C_э$ равно измеряемому C_x.

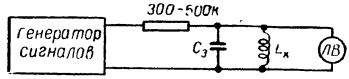


Рис. 675. Схема измерения индуктивности высокочастотных катушек по резонансному методу. *ЛВ* — ламповый вольтметр переменного тока.

Для измерения малых величин индуктивностей таким методом необходимо иметь эталонный вариометр.

Резонансный метод. По этому методу определяется индуктивность высокочастотных катушек. Момент резонанса устанавливается по максимуму показаний лампового вольтметра при изменении частоты генератора сигналов (рис. 675). Уровень сигнала на выходе генератора должен поддер-

живаться постоянным. При резонансе

$$L_x = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2 \cdot C_э},$$

где L_x — в *мкгн*;
f — в *кгц*;
$C_э$ — в *пф*.

При измерении индуктивностей необходимо учитывать, что наличие распределенной емкости у катушек приводит к несоответствию полученной величины действительному значению индуктивности. Чтобы погрешность не превышала 1%, необходимо определить собственную частоту катушки, рассматриваемой вместе с распределенной емкостью как параллельный контур, и производить измерения на частоте, меньшей одной десятой собственной частоты катушки. Для этого подбирается соответствующей величины эталонный конденсатор.

Собственную емкость C_0 высокочастотных катушек индуктивности можно измерить также резонансным методом. Изменяя частоту генератора, определяют две частоты резонанса f_1 и f_2, соответствующие двум величинам эталонной емкости $C_э$, и вычисляют

$$C_0 = \frac{f_2^2 C_{э_2} - f_1^2 C_{э_1}}{f_2^2 - f_1^2}.$$

Измерение взаимоиндуктивности. Взаимную индуктивность M двух катушек можно определить путем измерения индуктивности этих катушек при их последовательном согласованном (L') и встречном (L'') включении

$$M = \frac{L' - L''}{4}.$$

Измерение индуктивности можно произвести любым методом. Точность измерения более высока при сильной связи.

§ 14. ИЗМЕРЕНИЕ ДОБРОТНОСТИ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

Измерение добротности контура по его резонансной кривой. Добротность колебательного контура можно определить по его резонансной кривой (гл. II), снимаемой при помощи генератора сигналов и лампового вольтметра.

Для определения добротности достаточно определить резонансную частоту контура — $f_{рез}$ и частоты f_1 и f_2 по обе стороны от резонанса, при которых напряжение на контуре становится равным 0,7 величины напряжения при резонансе

$$Q = \frac{f_{рез}}{f_2 - f_1}.$$

Измерители добротности (куметры) содержат высокочастотный генератор, напряжение которого вводится последовательно в измеряемый

контур на небольшом сопротивлении R (рис. 676). Так как при резонансе напряжение на одном из элементов контура (L и C) в Q раз больше напряжения, введенного последовательно в контур, то $Q = \frac{U}{U_0}$.

Контур настраивается в резонанс изменением емкости или перестройкой частоты генератора. Напряжение на контуре измеряется ламповым вольтметром *ЛВ*. Так как ток через сопротивление R поддерживается постоянным, то шкала вольтметра может быть отградуирована непосредственно в величинах Q. Полученное значение Q относится к катушке, так как потерями в воздушном конденсаторе $C_э$ можно пренебречь.

При помощи измерителя добротности можно также измерять величину индуктивности или емкости, применяя метод замещения.

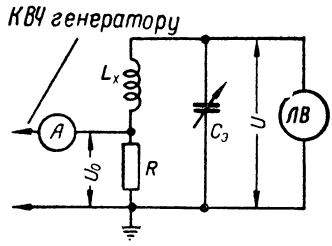


Рис. 676. Принципиальная схема измерения добротности контура при помощи куметра.

§ 15. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Генераторы прямоугольных импульсов используются при налаживании импульсных и широкополосных усилителей, а также усилителей видеочастоты телевизионных приемников. Импульсы на выходе генератора должны иметь правильную прямоугольную форму, так как по искажению формы импульсов при их прохождении через испытываемый усилитель выявляются частотные и фазовые искажения в нем.

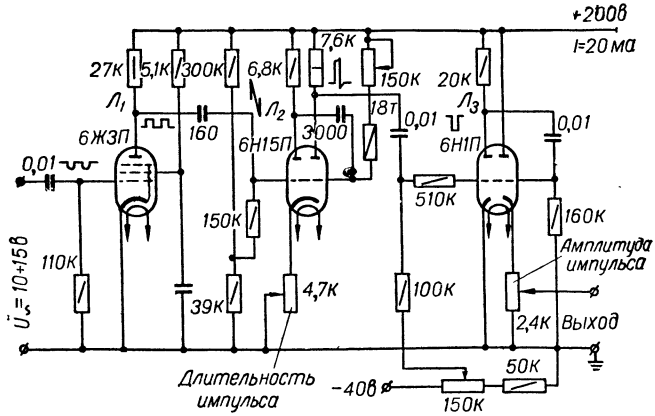


Рис. 677. Практическая схема генератора прямоугольных импульсов.

На рис. 677 приведена практическая схема генератора прямоугольных импульсов. Частота следования импульсов определяется частотой сину-

соидального напряжения, подаваемого на вход лампы $Л_1$. В каскаде на $Л_1$ происходит двустороннее ограничение и усиление подаваемого на вход синусоидального напряжения, приобретающего после этого форму прямоугольной волны. После дифференцирования острые положительные пики напряжения периодически запускают ждущий несимметричный мультивибратор, собранный на лампе $Л_2$. Длительность импульсов генерируемых мультивибратором, регулируется в пределах от 50 до 250 *мксек*. Левый триод лампы $Л_3$ формирует плоскую вершину импульса и усиливает его. Выходные импульсы снимаются с нагрузки катодного повторителя на правой половине лампы $Л_3$.

§ 16. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Таблица 157

Условные обозначения	Техническая характеристика
	Система магнитоэлектрическая. Шкала равномерная. Приборы отличаются чувствительностью и точностью, малым потреблением мощности. Ток полного отклонения не более 10—20 *ма*. Применяются для измерений в цепях постоянного тока и с различными преобразователями в цепях переменного тока
	Система электромагнитная. Шкала неравномерная, сжатая слева, потребление мощности значительное. Наименьший ток полного отклонения 10—15 *ма*, вследствие чего внутреннее сопротивление вольтметров не превышает 100 *ом/в*. Применяются для измерений в целях постоянного тока и переменного тока промышленной частоты
	Система электродинамическая. Шкала неравномерная, собственное потребление мощности большое. Приборы отличаются высокой точностью. Применяются для измерений в цепях постоянного тока и переменного тока промышленной частоты, а также как эталонные приборы при градуировке
	Система термоэлектрическая. Шкала неравномерная. Приборы применяются для измерения переменного тока высокой частоты

Продолжение табл. 157

Условные обозначения	Техническая характеристика
	Система детекторная. Приборы отличаются высокой чувствительностью по току. Шкала несколько сжата вначале. Применяются для измерений на промышленной и звуковой частотах
	Система ламповая. Шкала приборов почти равномерная. Приборы отличаются незначительным потреблением мощности из измеряемой цепи. Применяются в широком диапазоне частот от единиц герц до нескольких сот мегагерц
	Система электростатическая. Прибор практически не потребляет мощности. Применяется для измерения высоких напряжений маломощных источников постоянного и переменного тока промышленной частоты
	Класс точности прибора 2,5
	Прибор предназначен для включения в цепь постоянного тока
	Прибор предназначен для включения в цепь переменного тока
	Прибор может включаться в цепи постоянного и переменного тока
	Частота 50 *гц*

Продолжение табл. 157

Условные обозначения	Техническая характеристика
	Изоляция прибора испытана напряжением 2 *кв*
	Вертикальная установка прибора
	Горизонтальная установка прибора

§ 17. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ РАДИОИЗМЕРЕНИЙ

Ампервольтомметр типа ТТ-1. Пределы измерения величины постоянного тока 0,2—1—5—20—100—500 *ма*; напряжения постоянного и переменного тока 10—50—200—1000 *в*; сопротивлений 1—2000—20 000 — 200 000—2 000 000 *ом*. Погрешность измерений постоянного тока и напряжения не превышает ±3% от предельного значения шкалы, переменного напряжения частотой 50 *гц* не более ±4% от предельного значения шкалы, сопротивлений не более ±10% от измеряемой величины.

Измеритель прибора — микроамперметр типа ИТ-1 на 150 *мка* с сопротивлением рамки 1500 *ом*. Входное сопротивление вольтметра постоянного тока равно 5000 *ом/в*. Вес 1,6 *кг*.

Ампервольтомметр типа Ц-20. Пределы измерения величины постоянного тока 0,3—3—30—300—750 *ма*; напряжения постоянного тока 1,5—6—30—120—600 *в*; напряжения переменного тока 7—5—30—150—600 *в*; сопротивлений 500—5000—500 000 *ом*. Погрешность измерения величины постоянного тока и напряжения постоянного и переменного тока не превышает ±4%, сопротивлений — не более ±2,5%.

Измеритель прибора — микроамперметр типа М494-12 на 85 *мка* с сопротивлением рамки 1500 *ом*. Входное сопротивление вольтметра постоянного тока 10 000 *ом/в*. Вес не более 1,3 *кг*.

Ампервольтомметр (прибор для радиолюбителя). Пределы измерения величины постоянного тока 0,06—0,6—6—60—600 *ма*, напряжений постоянного и переменного тока 6—30—150—600 *в*, сопротивлений 500—5000—50 000—500 000—5 000 000 *ом*. Погрешность измерения величины и напряжения постоянного тока, а также переменного напряжения частотой 50 *гц* не превышает ±4% от предельного значения шкалы, сопротивлений — не более ±2,5% от длины рабочей части шкалы.

Измеритель прибора — микроамперметр типа М-494 на 50 *мка* с сопротивлением рамки 1800 *ом*. Входное сопротивление вольтметра постоянного тока 16 670 *ом/в*. Вес 1,3 *кг*.

Ампервольтомметр типа АВО-5м. Пределы измерения величины постоянного тока 60—300 *мка*, 3—30—120 *ма*, 1,2 и 12 *а*; величины переменного тока 3—30—120 *ма*; напряжения постоянного и переменного тока 3—12—30—300—600—1200 и 6000 *в*; сопротивлений 3—300 *ком* и 30 *Мом*. Погрешность измерений напряжения и величины постоянного тока не превышает ±3% от предельного значения шкалы, напряжения и величины переменного тока частотой 50 *гц* — не более ±5% от предельного значения по шкале, сопротивлений не более ±10% от измеряемой величины. Измеритель прибора — микроамперметр типа М-24 на 50 *мка* с сопротивлением рамки 2500 *ом*. Входное сопротивление вольтметра постоянного тока равно 20 000 *ом/в*. Вес 8,5 *кг*.

Ламповый вольтметр переменного тока типа ВКС-7Б. Частота измеряемого напряжения 25 *гц* — 100 *Мгц*. Пять пределов измерений напряжения с отдельными шкалами 1,5—5—15—50—150 *в*. Входное сопротивление на низких частотах 4 *Мом*; на частоте 50 *Мгц* снижается до 0,3 *Мом*. Погрешности измерений ±3%, а в диапазоне 50—100 *Мгц* — до ±7%. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* при напряжении от 100 до 240 *в*. Потребляемая мощность 20 *ва*. Вес 13 *кг*.

Ламповый вольтметр переменного тока типа ЛВ-9-2. Частота измеряемого напряжения 25 *гц* — 200 *кгц*. Десять пределов измерений с общей шкалой 10—30—100—300 *мв*; 1—3—10—30—100—300 *в*. Входное сопротивление на частоте 1000 *гц* равно 500 *ком*. Погрешность измерений ±2,5% при частотах до 50 *кгц*, ±10% — на частотах свыше 50 *кгц*. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Потребляемая мощность 25 *ва*. Вес 9 *кг*.

Ламповый вольтомметр типа А4-М2. Прибор позволяет измерять напряжения переменного и постоянного тока, величину сопротивлений индуктивностей и емкостей. Основные параметры прибора следующие. 1. Диапазон измерения напряжений постоянного тока — от 0,1 до 1000 *в* при 7 поддиапазонах. При помощи высоковольтного щупа с выносным делителем возможно измерять напряжения постоянного тока до 8 *кв*. Погрешность измерений не превышает ±5%. Входное сопротивление прибора при измерении напряжений постоянного тока 11 *Мом*. 2. Диапазон измерения напряжений переменного тока частотой до 60 *Мгц* от 0,1 до 1000 *в* при 7 поддиапазонах. Входное сопротивление не ниже 4,3 *Мом*, входная емкость выносного пробника — 7 *пф*. 3. Диапазон измерения сопротивлений от 1 *ом* до 100 *Мом* при 7 поддиапазонах. 4. Диапазон измерения индуктивностей от 100 *мгн* до 100 *гн* на 6 поддиапазонах при питании измерительного моста от сети 50 *гц*. 5. Диапазон измерения емкостей от 100 *пф* до 100 *мкф* при 6 поддиапазонах. 6. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 127 или 220 *в* или от сети частотой 400 *гц* напряжением 115 *в*. Потребляемая мощность 35 *ва*. Вес 8 *кг*.

Вольтметр ламповый универсальный типа ВЛУ-2. Предназначается для измерения напряжений в цепях постоянного тока и переменного тока высокой частоты. Шкала прибора используется на пяти диапазонах измерения с верхними пределами 1,5—5—15—50—150 *в* напряжения постоянного и переменного тока. К вольтметру придаются делители напряжения, расширяющие пределы измерения по постоянному напряжению до 15 *кв*, по переменному напряжению частотой до 30 *Мгц* — до 5 *кв*. Погрешность измерений в цепях постоянного и переменного тока частотой 50 *гц* состав-

ляет ±2,5%, в цепях переменного тока частотой до 100 *Мгц* и от 100 до 400 *Мгц* — соответственно ±3 и ±15%. Входное сопротивление при измерении напряжений постоянного тока не менее 25 *Мом*, при измерении напряжений переменного тока частотой 50 *гц* — не менее 10 *Мом*, частотой 100 *Мгц* — не менее 50 *ком*. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*, потребляемая мощность 65 *ва*. Вес 10 *кг*.

Милливольтметр ламповый типа МВЛ-3 предназначен для измерения малых напряжений переменного тока в широком диапазоне от звуковых до видеочастот. Пять пределов измерения: 10—30—100—300—1000 *мв*. Диапазон частот 30 *гц*—10 *Мгц*. Основная погрешность измерений не превышает ±3% от предела шкалы на звуковых частотах, а в диапазоне 5—10 *Мгц* — не более ±10%. Входное сопротивление на звуковых частотах 1 *Мом*. Входная емкость пробника не более 10 *пф*. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Потребляемая мощность 80 *ва*. Вес около 9 *кг*.

Детекторный вольтметр типа ИВ-4 (измеритель выхода). Диапазон измеряемых частот — 50—5000 *гц*. Предназначен для измерения напряжений звуковой частоты на выходе радиоприемников, а также в низкочастотных цепях радиоаппаратуры.

Пределы измерения: 3—6—15—30—60—300 *в*. Основная погрешность измерения напряжения частотой 50 *гц* не превышает ±5% от предельного значения шкалы. Входное сопротивление прибора на всех шкалах 20 000 *ом*. Вес 1,2 *кг*.

Ламповый мегомметр МОМ-1. Пределы измерения сопротивлений: 100—10 000—100 000 *ом*; 0,1—1,0—10—100—1000 *Мом*. Погрешность измерений от ±5 до ±10% от показания по шкале. Питание прибора от сети переменного тока 50 *гц* напряжением от 100 до 240 *в*. Вес 9 *кг*.

Низкочастотный измеритель емкости типа НИЕ-1. Предназначается для ориентировочного измерения емкостей на переменном токе частотой 50 и 5000 *гц* в диапазоне от 10 *пф* до 100 *мкф*. Пределы измерений: 1000—100 000 *пф*; 10—100 *мкф*. Погрешность измерения составляет ±5—±10% от показания по шкале. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110,127 или 220 *в*. Вес 10 *кг*.

Универсальный мост типа УМ-2. Предназначается для измерения сопротивлений, индуктивностей, емкостей, а также добротности катушек индуктивностей и тангенса угла потерь конденсаторов. Измерение сопротивлений производится на постоянном токе от выпрямителя, измерение емкостей и индуктивностей — на переменном токе частотой 100 и 1000 *гц* от внутреннего генератора. Диапазон измеряемых величин: сопротивлений — от 0,1 *ом* до 5 *Мом*, емкостей — от 10 *пф* до 100 *мкф*, индуктивностей — от 10 *мкгн* до 100 *гн*, тангенса угла потерь — от 0,001 до 0,1, добротности катушек индуктивностей от 0,5 до 500. Основная погрешность измерения сопротивления, емкости и индуктивностей не превышает ±3%. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 127 или 220 *в*. Потребляемая от сети мощность 30 *ва*. Вес не более 21 *кг*.

Генератор стандартных сигналов типа ГСС-6. Диапазон частот 100 *кгц* — 25 *Мгц*. Погрешности установки частоты ±1%. Выходное сопротивление на выходе «0,1» и «1 *в*» составляет 40 *ом*. Выходное напряжение

устанавливается в пределах от 0,1 *мкв* до 1 *в* с частотной погрешностью, не превышающей ±10%. Внутренняя модуляция на частоте 400 *гц* с коэффициентом глубины модуляции 10—100%. Питание прибора от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 100 и 220 *в* с допустимыми изменениями в пределах 100—140 и 160—230 *в*. Вес 27 *кг*.

Генератор стандартных сигналов типа ГСС-7. Диапазон частот 20—180 *Мгц*. Погрешность установки частоты не более ±1%. Выход коаксиальный, сопротивление выхода 75 *ом*. Выходное напряжение устанавливается в пределах от 1 *мкв* до 1 *в* с основной погрешностью ±10%. Внутренняя модуляция синусоидальным напряжением 400 и 100 *гц*, а также прямоугольными импульсами с частотой следования 1000 *гц*. Коэффициент глубины модуляции — 10÷80%. Питание от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110, 127, 220 *в*. Потребляемая мощность 200 *ва*. Вес 30 *кг*.

Сигнал-генератор типа СГ-1. Диапазон генерируемых частот 13—330 *Мгц*. Погрешность установки частоты ±2%. Выход коаксиальный, выходное сопротивление 100 *ом*. Выходное напряжение от 4 *мкв* — до 20 *мв* устанавливается с основной погрешностью ±25% и частотной в диапазоне 13—100 *Мгц* до ±15%. Внутренняя модуляция на частоте 1000 *гц* при глубине модуляции от 10 до 50%. Питание от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 127 и 220 *в*. Вес 17 *кг*.

Генератор метровых волн типа ГМВ. Диапазон частот 20—400 *Мгц*. Погрешность установки частоты ±1,5%. Выход коаксиальный, выходное сопротивление 75 *ом*. Выходное напряжение от 4 *мкв* до 50 *мв* устанавливается с максимальной частотной погрешностью ±15%. Внутренняя амплитудная модуляция синусоидальным напряжением 1000 *гц*, а также прямоугольными импульсами длительностью 4—20 *мксек* при частоте следования 200—3000 *гц*. Питание от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110, 127, 220 *в*. Потребляемая мощность 300 *ва*.

Генератор звуковой частоты типа ЗГ-2А. Диапазон частот 20 *гц* — 20 *кгц*. Погрешность градуировки ±2%. Дополнительный переменный конденсатор позволяет производить плавную расстройку в любой точке диапазона в пределах ±100 *гц*. Выходное напряжение до 150 *в*, выходная мощность 2 *вт*. Потребляемая мощность 200 *ва* от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Вес 50 *кг*.

Генератор звуковой частоты типа ЗГ-10. Диапазон частот 20 *гц* — 20 *кгц*. Погрешность градуировки ±2% ±1 *гц*. Выходное напряжение до 150 *в* при выходной мощности до 5 *вт*. Потребляемая мощность 150 *ва* от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Вес 35 *кг*.

Генератор звуковой и ультразвуковой частоты типа ЗГ-11. Диапазон частот 20 *гц*—200 *кгц*. Погрешность градуировки ±1%. Выходное напряжение на нагрузке 200 *ом* не менее 1 *в*. Потребляемая мощность 90 *ва* от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Вес 25 *кг*.

Генератор звуковой и ультразвуковой частоты типа ЗГ-12. Диапазон частот 20 *гц* — 200 *кгц*. Погрешность градуировки генератора по частоте ±0,2%. Выходное напряжение до 150 *в*, максимальная выходная мощность 5 *вт*. Потребляемая мощность 150 *ва* от сети частотой 50 *гц* напряжением 220 *в*. Вес 30 *кг*.

Широкополосный генератор сигнала видеочастоты типа 100И. Диапазон частот 20 *гц* — 10 *Мгц*. Погрешность по частоте ±3%. Выходное напряжение от 3 *мв* до 30 *в*. Сопротивление выхода 75 и 1000 *ом*. Потребляемая мощность 625 *ва* от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*.

Генератор прямоугольных импульсов типа 26И. Генератор дает импульсы любой полярности. Длительность импульсов от 0,1 до 10 *мксек* (20 значений). Частота повторения импульсов — ряд из двадцати значений от 50 до 1000 *гц* и тот же ряд, умноженный на 10. Амплитуда импульсов на выходе при нагрузке 1000 *ом* не менее 130 *в*, при нагрузке 75 *ом* параллельно с емкостью 50 *пф* — не менее 20 *в*. Генератор содержит осциллографический индикатор с калибратором длительности импульсов и устройство для измерения амплитуды импульсов. Потребляемая мощность 275 *ва* от сети частотой 50 и 400 *гц* напряжением 115, 127 и 220 *в*.

Гетеродинный волномер типа 527. Диапазон измеряемых частот (в двух поддиапазонах) 125 *кгц* — 20 *Мгц*. Погрешности измерения частоты: на первом поддиапазоне ±50 *гц*, на втором ±400 *гц*. Прибор питается от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*.

Измеритель частоты типа ИЧ-6. Диапазон измеряемых частот 10 *гц*—200 *кгц*. Погрешность измерения частоты ±2%. Входное напряжение, подаваемое на прибор,— от 0,5 до 200 *в*. Входное сопротивление прибора не менее 50 *ком*. Питание от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Вес 15 *кг*.

Кварцевый калибратор типа КК-6. Диапазон измеряемых частот 125 *кгц* — 20 *Мгц*. Погрешность измерения частоты ±0,01%. Основные частоты кварца 125 и 1250 *кгц*. Питание анодных цепей от сухих батарей напряжением 150 *в*, накальных цепей — от аккумулятора 6 *в*. Вес 1,2 *кг*.

Измеритель добротности типа КВ-1. Диапазон измерения добротности 25—625. Погрешность измерения добротности от ±5 до ±10%. Диапазон частот высокочастотного генератора 50 *кгц* — 50 *Мгц* и перекрывается семью поддиапазонами. Погрешность градуировки по частоте ±1%. Питание от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Потребляемая от сети мощность 60 *ва*. Вес 14 *кг*.

Измеритель добротности типа УК-1. Диапазон измерения добротности 80—1200. Погрешность измерения добротности не превышает ±10%. Диапазон частот генератора 30—200 *Мгц* и перекрывается тремя поддиапазонами. Погрешность градуировки по частоте ±1%. Питание от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*. Потребляемая мощность 60 *ва*. Вес 10 *кг*.

Электронный осциллограф типа ЭО-7. Коэффициент усиления вертикального усилителя не менее 1800, чувствительность 0,25 *см/в*, полоса усиливаемых частот от 20 *гц* до 500 *кгц*, сопротивление входа 2 *Мом*. Коэффициент усиления горизонтального усилителя 35, чувствительность не менее 4,5 *см/в*. Полоса усиливаемых частот 2 *гц* — 300 *кгц*, сопротивление входа 5 *Мом*. Диапазон частот генератора непрерывной развертки от 2 *гц* до 50 *кгц*. Синхронизация развертки предусмотрена исследуемым сигналом (внутренняя), внешним сигналом и от сети 50 *гц*. Индикатор — электронно-лучевая трубка типа 13ЛО37. Потребляемая мощность 120 *ва* от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 115, 127 и 220 *в*. Вес 24 *кг*.

Электронный осциллограф типа ЭО-6м. Чувствительность с входных клемм усилителя вертикального отклонения не менее 2,4 *см/в*, полоса усиливаемых частот от 10 *гц* до 3 *Мгц*, сопротивление входа не менее 1,8 *Мом*. Чувствительность с входных клемм усилителя горизонтального отклонения не менее 3 *см/в*, полоса усиливаемых частот от 10 *гц* до 500 *кгц*, сопротивление входа не менее 80 *ком*. В приборе имеются две системы разверток:

1. Непрерывная с шестью диапазонами частот: 2—20; 20—200 *гц*; 0,2—2; 2—20; 20—100; 100—500 *кгц*.

2. Ждущая с четырьмя диапазонами длительностей: 2,5; 5; 25 и 250 *мксек* при частоте следования импульсов от 200 *гц* до 10 *кгц*. Калибрационные яркостные метки лежат через 0,5; 1; 5 и 20 *мксек* в соответствии с диапазонами ждущей развертки.

Индикатор — электронно-лучевая трубка типа 8ЛО29. Потребляемая мощность 140 *ва* от сети переменного тока частотой 50 *гц* напряжением 115, 127 и 220 *в*. Вес 18 *кг*.

Импульсный синхроскоп типа СИ-1. Прибор позволяет наблюдать периодические и импульсные процессы и измерять длительность импульсов в пределах от 0,1 до 3000 *мксек*. Чувствительность со входа усилителя вертикального отклонения на частоте 100 *кгц* не менее 25 *мм* от пика до пика на 0,3 *в* эффективного значения напряжения. Полоса усиливаемых частот от 10 *гц* до 10 *Мгц* (при неравномерности в полосе 3 *дб*). Входное сопротивление усилителя не менее 0,5 *Мом*. Чувствительность со входа усилителя горизонтального отклонения на частоте 100 *кгц* не менее 25 *мм* от пика до пика на 0,3 *в* эффективного значения напряжения, полоса усиливаемых частот от 20 *гц* до 400 *кгц* при неравномерности в 3 *дб*, сопротивление входа не менее 80 *ком*. В приборе имеются две системы разверток: непрерывная, с девятью диапазонами частоты в пределах от 20 *гц* до 200 *кгц*; ждущая, с девятью фиксированными диапазонами длительности развертки в пределах от 1 до 3000 *мксек*. Калибрационные яркостные метки для измерения длительности импульсов следуют через интервалы времени 0,05; 0,2; 1,0; 5 и 20 *мксек*. Погрешность калибровки временных интервалов не превышает 5%. Прибор содержит также калибратор по уровню импульсных и эффективных значений напряжений с непосредственным отсчетом величины на отдельных шкалах с погрешностью, не превышающей $\pm 10\%$. Индикатор — электронно-лучевая трубка типа 8ЛО29. Прибор потребляет 165 *ва* от сети переменного тока частотой 50 или 400 *гц* напряжением 115, 127 и 220 *в*. Вес не более 18 *кг*.

Прибор для настройки телевизоров типа ПНТ предназначен для настройки УВЧ, УПЧ и дискриминаторов. Рабочие диапазоны частот: 6—9 *Мгц*; 27—70 *Мгц*; 68—102 *Мгц*; 174—232 *Мгц*. Полоса частот, одновременно наблюдаемых на экране, плавно регулируется в пределах рабочих диапазонов. Выходное напряжение частотно-модулированного генератора 150 *мв* $\pm$ 50%. Выходное сопротивление прибора 75 *ом*. Входная емкость детектора около 5 *пф*. Чувствительность со входа усилителя вертикального отклонения осциллографа — 0,3 *мм/мв*, полоса пропускания до 250 *кгц*. Частота горизонтальной развертки — 25; 500 и 5000 *гц*. Питание прибора от сети частотой 50 *гц* напряжением 110, 127 и 220 *в*.

Измеритель частотных характеристик типа ИЧХ-1 используется для настройки широкополосных усилителей и видеотракта телевизионных приемников. Рабочий диапазон частот 0,1—20 *Мгц*. Полоса частот, одновременно наблюдаемых на экране прибора, — $1 \div 8$ *Мгц*. Наименьший интервал между частотными маркерными отметками наблюдаемой на экране характеристики — 1 *Мгц*. Чувствительность осциллографа со входа детектора 100 *мм/в*. Индикатор — электронно-лучевая трубка. Вес 200 *кг*.

§ 18. СХЕМЫ ПРОМЫШЛЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Амперовольтомметр типа Ц-20. Принципиальная электрическая схема прибора приведена на рис. 678, спецификация деталей — в табл. 158 Вид измеряемых величин устанавливается переключателем. На панели

прибора расположены 15 штепсельных гнезд. Гнездо, отмеченное знаком «—» (минус), является общим для всех видов измерений. Каждое из остальных гнезд соответствует обозначенному возле него пределу измерений и присоединяется к цепи только при работе на этом пределе. Цепи омметра при измерениях до 5 *ком* питаются от двух элементов ФБС-0,25, до 500 *ком* — дополнительно от батареи КБС-0,35 или трех элементов батареи БАС-80, соединенных последовательно. Технические показатели прибора см. стр. 762.

Вольтметр ламповый универсальный типа ВЛУ-2. Принципиальная электрическая схема приведена на рис. 679. Основные узлы прибора: диодный пиковый детектор с закрытым входом, выполненный в виде выносной головки (пробника) на диоде 2Д1С ($Л_1$) и усилитель постоянного тока, собранный по балансной мостовой схеме на двух двойных триодах 6Н9С ($Л_2$ и $Л_4$), образующих четырехплечный мост, в диагональ которого включен микроамперметр М-24. Диод 2Д1С ($Л_3$) включается в схему при измерении напряжений переменного тока для повышения стабильности нуля и компенсации потенциала, обусловленного начальным вылетом электронов диода пробника. Выпрямитель собран на селеновых столбиках по двухполупериодной схеме и питается от феррорезонансного стабилизатора переменного напряжения.

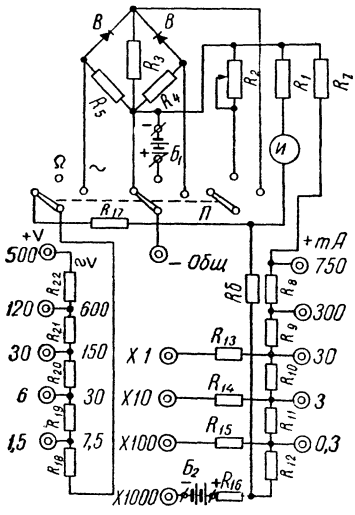


Рис. 678. Схема ампервольтометра типа Ц-20.

Технические показатели прибора см. стр. 763.

Спецификация деталей схемы прибора приведена в табл. 159.

Генератор стандартных сигналов типа ГСС-6. Принципиальная электрическая схема прибора приведена на рис. 680. Она состоит из следующих основных элементов: генератора высокой частоты, генератора модулирующей частоты, измерителя уровня выходного напряжения, измерителя коэффициента глубины модуляции, устройства для регулировки величины выходного напряжения и выпрямителя.

Генератор высокой частоты включает в себя задающий генератор, собранный по трехточечной схеме с катодной связью на лампе 6С5 ($Л_1$), и усилитель колебаний высокой частоты на лампе 6К7 ($Л_2$). Лампа 6К7 выполняет одновременно роль модулятора. Генератор модулирующей частоты собран на лампе 6Ф6С ($Л_6$) по схеме с индуктивной связью. Измеритель уровня выходного напряжения собран на одной половине лампы 6Х6С ($Л_3$) по схеме диодного вольтметра с компенсацией начального отклонения стрелочного измерителя за счет начального тока второй половины $Л_3$. Измеритель коэффициента глубины модуляции состоит из усилителя низкой частоты на лампе 6Г7 ($Л_4$) и диодного вольтметра на лампе 6Х6С ($Л_5$). Устройство для регулировки величины выходного напряжения состоит из плавного и ступенчатого аттенюаторов и делителя напряжения на конце выходного кабеля.

Таблица 158

Спецификация деталей схемы прибора Ц-20

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные
R_1	Сопротивление регулировочное	Проволочное	0—400 *ом*
R_2	Реостат	Проволочный	3—5 *ком*
R_3	Сопротивление регулировочное	Проволочное	100—800 *ом*
R_4	Сопротивление	ВС-0,5 ± 5%	2 *ком*
R_5	»	ВС-0,5 ± 5%	2 »
R_6	»	Проволочное	800 ± 4 *ом*
R_7	»	»	0,68 ± 0,006 *ом*
R_8	»	»	1,02 ± 0,008 »
R_9	»	»	15,3 ± 0,1 »
R_{10}	»	»	153 ± 1 »
R_{11}	»	»	1530 ± 10 »
R_{12}	»	»	2600 ± 20 »
R_{13}	»	»	12,5 ± 0,1 »
R_{14}	»	»	134,5 ± 1 »
R_{15}	»	»	1820 ± 10 »
R_{16}	»	ВС-0,5 ± 5%	28 900 ± 580 »
R_{17}	»	ВС-0,5 ± 5%	1985 ± 15 »
R_{18}	»	ВС-0,5 ± 5%	12,25 ± 0,1 *ком*
R_{19}	»	ВС-0,5 ± 5%	45 ± 0,4 »
R_{20}	»	ВС-0,5 ± 5%	240 ± 2 »
R_{21}	»	ВС-0,5 ± 5%	900 ± 7 »
R_{22}	»	ВС-0,5 ± 5%	48 ± 0,04 *Мом*
В	Выпрямители медно-закисные	ВХВ-7	—
И	Микроамперметр	М494-12	$I_р = 85$ *мка*
П	Переключатель	—	3 положения
$Б_1$	Батарея	ФБС-0,25	2 элемента
$Б_2$	»	КБС-0,35	—

Выпрямитель прибора собран по двухполупериодной схеме на лампе 6Ц5С ($Л_7$) и питается от трансформаторов с феррорезонансной стабилизацией напряжения.

Техническая характеристика прибора приведена на стр. 764, спецификация деталей — в табл. 160.

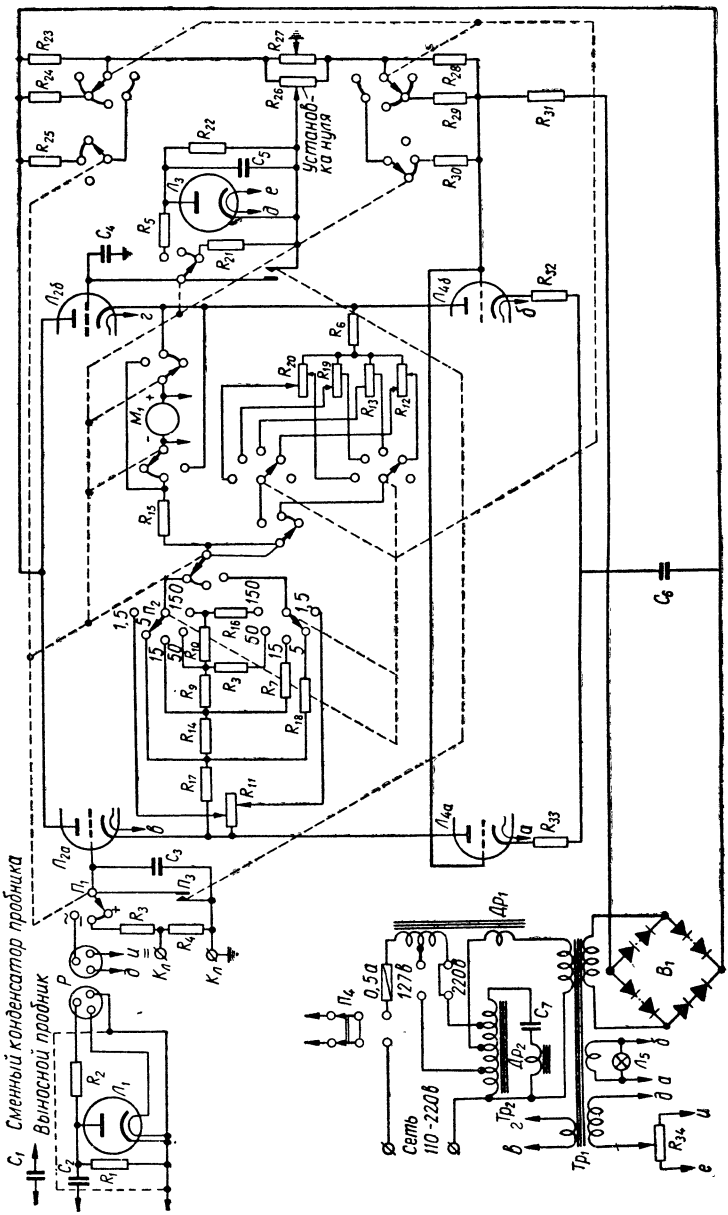


Рис. 679. Схема универсального лампового вольтметра типа ВЛУ-2.

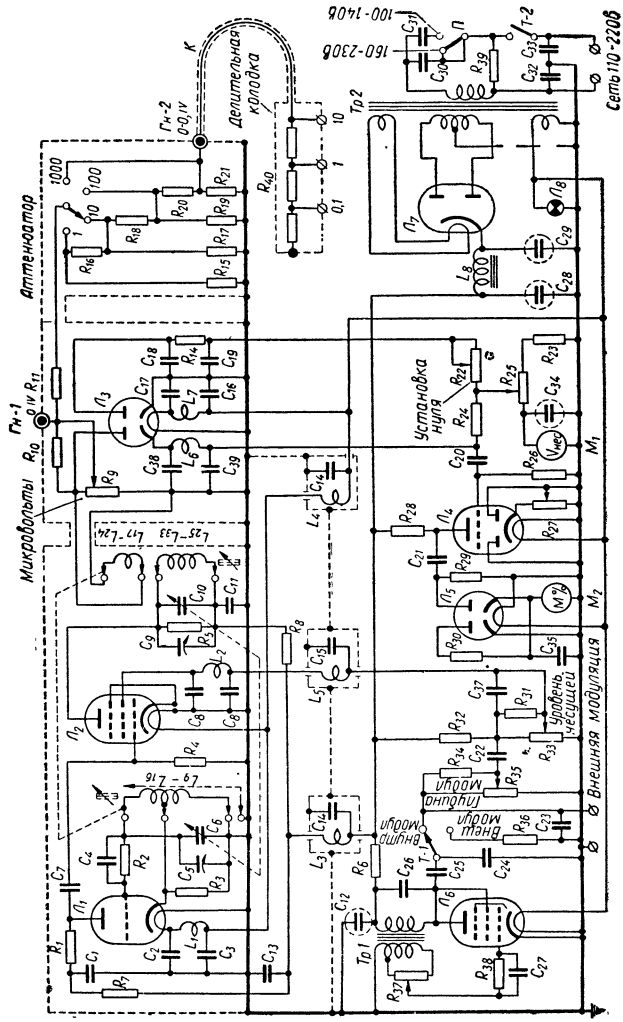


Рис. 680. Схема генератора стандартных сигналов типа ГСС-6.

Таблица 159

Спецификация деталей к принципиальной схеме прибора типа ВЛУ-2

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные
$Л_1$	Электронная лампа	2Д1С	—
$Л_2$	» »	6Н9С	—
$Л_3$	» »	2Д1С	—
$Л_4$	» »	6Н9С	—
$Л_5$	Лампа индикаторная	—	6,3 *в*; 0,2 *а*
R_1	Сопротивление	КЛМ	100 *Мом*
R_2	»	КЛМ	50 »
R_3	»	КЛМ	33 »
R_4	»	КЛМ	33 »
R_5	»	КЛМ	47 »
R_6	»	Проволочное	3 *ком* ± 1%
R_7	»	»	12 » ± 1 »
R_8	»	»	45 » ± 1 »
R_9	»	»	85 » ± 1 »
R_{10}	»	»	225 » ± 1 »
R_{11}	Потенциометр с двумя движками	»	2 » ± 20 »
R_{12}	То же	»	2 » ± 20 »
R_{13}	» »	»	2 » ± 20 »
R_{14}	Сопротивление	»	25 » ± 1 »
R_{15}	»	»	1,5 » ± 1 »
R_{16}	»	»	150 » ± 1 »
R_{17}	»	»	8 » ± 1 »
R_{18}	»	»	4 » ± 1 »
R_{19}	Потенциометр с двумя движками	»	2 » ± 20 »
R_{20}	То же	»	2 » ± 20 »
R_{21}	Сопротивление	КЛМ	33 *Мом*
R_{22}	»	КЛМ	100 »
R_{23}	»	МЛТ-0,5	200 *ком* ± 10%

Продолжение табл. 159

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные
R_{24}	Сопротивление	МЛТ-0,5	560 *ком* ± 10%
R_{25}	»	МЛТ-0,5	200 » ± 10 »
R_{26}	Потенциометр	№ 18	1 » ± 10 »
R_{27}	»	№ 2	1,25 » ± 10 »
R_{28}	Сопротивление	МЛТ-0,5	200 » ± 10 »
R_{29}	»	МЛТ-0,5	560 » ± 10 »
R_{30}	»	МЛТ-0,95	200 » ± 10 »
R_{31}	»	МЛТ-0,5	30 » ± 10 »
R_{32}	»	МЛТ-0,5	75 » ± 10 »
R_{33}	»	МЛТ-0,5	75 » ± 10 »
R_{34}	Потенциометр	Проволочное	0,5 » ± 5 »
C_1	Конденсатор	КСО-2	100 *пф* ± 10% 500 *в*
C_2	»	КБГ-И	0,03 *мкф*, 400 »
C_3	»	КСО-5-Г	0,01 » 250 »
C_4	»	КСО-5-Г	0,01 » 250 »
C_5	»	КСО-5-Г	0,01 » 250 »
C_6	»	КБГ-МН	2 » 600 »
C_7	»	КБГ-МН	2 » 600 »
B_1	Выпрямитель селеновый	АВС-5	1 *а*
$Тр_1$	Трансформатор силовой	—	—
$Др_1$	Дроссель	—	—
$Тр_1$	Автотрансформатор	—	—
$Др_2$	Дроссель	—	—
$ПК$-1	Переключатель на три направления	ТП-1	1,5 *а*, 220 *в*
$ПК$-2	Переключатель на пять направлений	—	—
M_1	Микроамперметр	М-24	$I_р = 200$ *мка*
$Р$	Разъем штепсельный	ШР-203ЭГ7	—
$Кл$	Клемма	—	—

Таблица 160

Спецификация деталей к принципиальной схеме прибора типа ГСС-6

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные	Примечание
$Л_1$	Лампа	6С5	—	—
$Л_2$	»	6К7	—	—
$Л_3$	»	6Х6С	—	—
$Л_4$	»	6Г7	—	—
$Л_5$	»	6Х6С	—	—
$Л_6$	»	6Ф6С	—	—
$Л_7$	»	6Ц5С	—	—
$Л_8$	Индикаторная лампочка	14	6,3 *в*; 0,28 *а*	—
R_1	Сопротивление	ВС-0,25	1000 *ом* ± 10%	—
R_2	»	ВС-0,25	33 *ком* ± 10 »	—
R_3	»	ВС-0,5	27 » ± 10 »	—
R_4	»	ВС-0,25	100 » ± 10 »	—
R_5	»	ВС-0,25	82 » ± 10 »	—
R_7	»	ВС-1,0	10 » ± 10 »	—
R_8	»	ВС-0,25	1000 *ом* ± 10%	—
R_9	Потенциометр	Проволочный	145 » ± 5 »	—
R_{10}	Сопротивление	Проволочное	400 » ± 0,5 »	—
R_{11}	»	То же	360 » ± 0,5 »	—
R_{14}	»	ВС-0,25	3300 » ± 10 »	—
R_{15}	»	Проволочное	44 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,05
R_{16}	»	То же	396 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,03
R_{17}	»	» »	48,8 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,05
R_{18}	»	» »	396 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,03
R_{19}	»	» »	48,8 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,05
R_{20}	»	» »	396 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,03
R_{21}	»	» »	97,6 » ± 0,5 »	ПШДМ 0,05
R_{22}	Потенциометр	Проволочный	14 *ком* ± 10 »	Нихром d=0,07
R_{23}	Сопротивление	То же	4—31 *ком*	Подбирается при регулировке
R_{24}	»	» »	7 *ком* ± 2%	ПЭШОК 0,1
R_{25}	Потенциометр	» »	1200 *ом* ± 10%	Выведен на панель под шлиц между стрелочными измерителями; константан d = 0,08
R_{26}	Сопротивление	ВС-0,25	1,5 *Мом* ± 10%	—

Продолжение табл. 160

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные	Примечание
R_{27}	Потенциометр	Проволочный	1200 *ом* ± 10%	Константан $d = 0{,}08$
R_{28}	Сопротивление	ВС-0,25	82 *ком* ± 10 »	—
R_{29}	»	ВС-0,25	82 » ± 10 »	—
R_{30}	»	ВС-0,25	68 » ± 10 »	—
R_{31}	»	ВС-1,0	150 » ± 10 »	—
R_{32}	»	ВС-1,0	50—60 *ком*	Подбирается при регулировке подпайкой к 56 *ком* сопротивления 450 *ком* параллельно или 3,9 *ком* последовательно
R_{33}	Потенциометр	Проволочный	40 *ком* ± 10%	Нихром d=0,07
R_{34}	Сопротивление	ВС-0,25	56 » ± 10 »	—
R_{35}	Потенциометр	Проволочный	40 » ± 10 »	Нихром d=0,07
R_{36}	Сопротивление	ВС-1,0	22 » ± 10 »	—
R_{37}	Потенциометр	Проволочный	1200 *ом* ± 10 »	Константан $d = 0{,}08$
R_{38}	Сопротивление	—	82 *ком* ± 10%	—
R_{39}	»	ВС-0,25	470 » ± 10 »	—
R_{40}	Сопротивление проволочное с отводами	—	80 *ом* ± 0,5% 0,8; 8; 80 *ом*	—
C_1	Конденсатор	КБГ-М1	0,025 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_2	»	КБГ-М1	0,025 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_3	»	КБГ-М1	0,025 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_4	»	КСО-2	100 *пф* ± 10%	—
C_5	»	Подстроечный	5—25 *пф*	—
C_6	»	Переменной емкости	10—200 *пф*	—
C_7	»	КСО-2	100 *пф* ± 10%	—
C_8	»	КСО-2	680 » ± 10 »	—
C_9	»	Подстроечный	5—25 *пф*	—
C_{10}	»	Переменной емкости	10—200 *пф*	—
C_{11}	»	КСО-5	5100 *пф*	—

Продолжение табл 160

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные	Примечание
				—
C_{12}	Конденсатор	КЭ-1 б	20 *мкф*; 450 *в*	—
C_{13}	»	КБГ-М1	0,025 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_{14}	»	КБГ-М1	0,015 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_{14}	»	КБГ-М1	0,015 *мкф* ± 20%; 700 *в*	—
C_{15}	»	КСО-2	1000 *пф* ± 10%	—
C_{16}	»	КСО-5	3900 » ± 10 »	—
C_{17}	»	КСО-5	3900 » ± 10 »	—
C_{18}	»	КСО-2	680 » ± 10 »	—
C_{19}	»	КСО-2	680 » ± 10 »	—
C_{20}	»	КБГ-М2	0,025 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_{21}	»	КБГ-М2	0,025 *мкф* ± 20%; 200 *в*	—
C_{22}	»	КБГ-М2	0,025 *мкф* ± 20%; 200 *в*	—
C_{23}	»	КСО-2	680 *пф* ± 10%	—
C_{24}	»	КБГ-М1	0,015 *мкф* ∓ 20%; 600 *в*	—
C_{25}	»	КБГ-М2	0,02 *мкф* ± 20%; 200 *в*	—
C_{26}	»	КБГ-М2	0,25 *мкф* ± 10%; 200 *в*	—
C_{27}	»	КБГ-М2	0,25 *мкф* ± 10%; 200 *в*	—
C_{28}	Конденсатор электролитический	КЭ-1 б	20 *мкф*; 450 *в*	—
C_{28}	То же	КЭ-1 б	20 *мкф*; 450 *в*	—
C_{29}	» »	КЭ-1 б	20 » 450 »	—
C_{30}	Конденсатор	КБГ-МН	5 *мкф*; 600 *в*	5 конденсаторов по 1 *мкф* ± 10%; 600 *в*
C_{31}	»	КБГ-МН	1 *мкф* ± 10%; 600 *в*	—
C_{32}	»	КБГ-М1	0,015 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_{33}	»	КБГ-М1	0,012 *мкф* ± 20%; 600 *в*	—
C_{38}	»	КСО-5	2000 *пф* ± 5%	—
C_{39}	»	КСО-5	1500 *пф* ± 10%	—
L_1	Дроссель высокой частоты	—	70 *мкгн* ± 10%; 0,25 *ом*	ПЭЛ-1 0,8; 180 витков

Продолжение табл. 160

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные	Примечание
L_2	Дроссель высокой частоты	—	100 *мгн* ± 10%; 240 *ом*	ПЭЛ-1 0,15 570 витков
L_3	То же	—	550 *мкгн* ± 20%; 15 *ом*	ПЭЛ-1 0,15 220 витков
L_4	» »	—	35 *мкгн* ± 20%; 0,25 *ом*	ПЭЛ-1 0,59 54 витка
L_5	» »	—	550 *мкгн* ± 20%; 15 *ом*	ПЭЛ-1 0,15 220 витков
L_6	» »	—	100 *мгн* ± 10%; 240 *ом*	ПЭЛ-1 0,15 5700 витков
L_7	» »	—	70 *мкгн* ± 10%; 0,26 *ом*	ПЭЛ-1 0,8 180 витков
L_8	Дроссель низкой частоты	—	30 *гн*; 1000 *ом*	—
L_9	Катушка контура задающего генератора	—	12,2 *мгн*; 63 »	ПЭШО 0,15 220 × 3 + 220 витков
L_{10}	То же	—	3,5 » 32 »	ПЭШО 0,1 127 × 3 + 127 витков
L_{11}	» »	—	0,8 » 14 »	ПЭШО 0,15 61×3+61 виток
L_{12}	» »	—	188 *мкгн*; 13,5 *ом*	ПЭЛ-1 0,1 93 + 31 виток
L_{13}	Катушка контура задающего генератора	—	44 *мкгн*; 1,72 »	ПЭЛ-1 0,2 45 + 15 витков
L_{14}	То же	—	11 *мкгн*; 0,192 »	ПЭЛ-1 0,44 24 + 8 витков
L_{15}	» »	—	2,85 *мкгн*; 0,085 »	ПЭЛ-1 0,44 10 + 4 витка
L_{16}	» »	—	0,72 *мкгн*; 0,025 »	ПЭЛ-1 0,59 4 + 2 витка
L_{17}	Катушка связи аттенюатора	—	—	ПЭШО 0,15 10,25 витка
L_{18}	То же	—	—	ПЭШО 0,15 20,25 витков
L_{19}	» »	—	—	ПЭШО 0,15 10,25 витков
L_{20}	» »	—	—	ПЭШО 0,44 7,25 витков
L_{21}	» »	—	—	ПЭШО 0,44 5,25 витка
L_{22}	» »	—	—	ПЭШО 0,44 3,25 витка

Продолжение табл. 160

Обозначение на схеме	Наименование	Тип	Электрические данные	Примечание
L_{23}	Катушка связи аттенюатора	—	—	ПЭШО 0,44 2,25 витка
L_{24}	То же	—	—	ПЭШО 0,44 1,25 витка
L_{25}	Катушка контура усилителя	—	12,8 *мгн*; 63 *ом*	ПЭШО 0,15 220×4 витка
L_{26}	То же	—	3,5 » 32 »	ПЭШО 0,1 127×4 витка
L_{27}	» »	—	0,8 » 14 »	ПЭШО 0,15 61×4 витка
L_{28}	» »	—	210 *мкгн*; 14 *ом*	ПЭЛ-1 0,1 124 витка
L_{29}	» »	—	48 » 0,178 »	ПЭЛ-1 0,2 59 витков
L_{30}	» »	—	11,5 » 0,178 »	ПЭЛ-1 0,2 59 витков
L_{31}	» »	—	3 » 0,09 »	ПЭЛ-1 0,44 14 витков
L_{32}	» »	—	3 » 0,09 »	ПЭЛ-1 0,44 14 витков
L_{33}	» »	—	0,72 *мкгн*; 0,025 »	ПЭЛ-1 0,59 6 витков
$Тр_1$	Катушка контура модулятора и катушка связи на сетку (трансформатор)	—	33,5 *ом* 38 »	ПЭШО 0,2 800 витков ПЭШО 0,12 180—90 витков
$Тр_2$	Трансформатор силовой	Специальный	—	—
Т-1	Переключатель (тумблер)	—	—	—
Т-2	Выключатель	—	1,5 *а*; 200 *в*	—
П	Переключатель—перемычка	—	—	—
К	Экранированный кабель	РК-1	Волновое сопротивление 77 *ом*	—
$М_1$	Стрелочный измеритель	М-42	100 *мка*	—
$М_2$	То же	М-42	100 *мка*	—
Гн-1	Выходное гнездо «0—1 *в*»	—	—	—
Гн-2	Выходное гнездо «0—0,1 *в*»	—	—	—

§ 19. КОМБИНИРОВАННЫЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ПРИБОРЫ

Ламповый авометр (приставка к прибору ТТ-1) позволяет измерять:

1. Постоянное напряжение от 50 *мв* до 1000 *в* при входном сопротивлении равном 12 *Мом*. Диапазон измерений разбит на семь поддиапазонов с пределами: 1—2,5—10—25—100—250—1000 *в*.
2. Переменное напряжение до 100 *в* при частоте до 100 *Мгц*.
3. Сопротивления от 1 *ом* до 1000 *Мом* при 7 пределах в приставке кратных десяти.
4. Емкости конденсаторов от 5 *пф* до 25 *мкф*.
5. Индуктивности (на частоте 50 *гц*) от 1 до 1000 *гн*.

При этих измерениях авометр ТТ-1 используется как миллиамперметр на шкале 0,2 *ма* и отсчет производится по шкалам авометра (за исключением *L*).

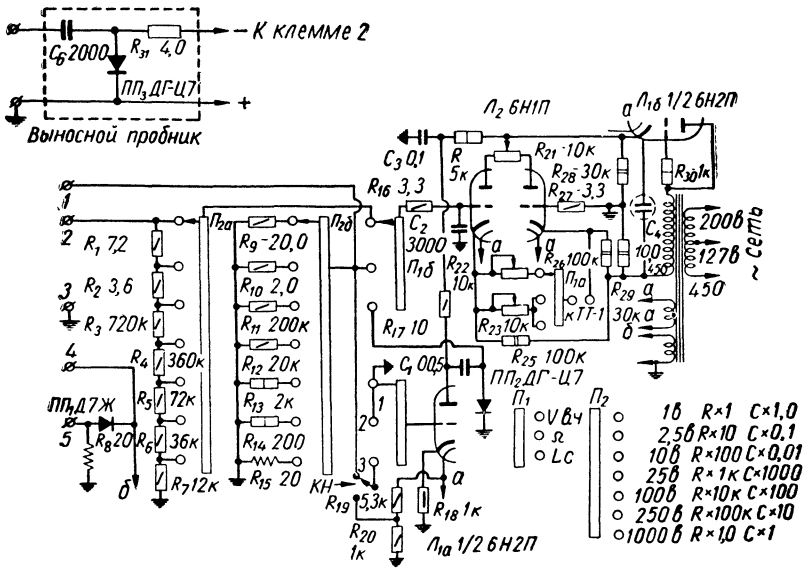


Рис. 681. Схема лампового авометра (приставка к ТТ-1).

Схема приставки приведена на рис. 681. На лампе $Л_2$ собрана схема лампового вольтметра постоянного тока, используемого для измерения постоянного напряжения, а также в схеме лампового вольтметра переменного тока и лампового омметра. При измерении индуктивности и емкости ламповый вольтметр на лампе $Л_2$ используется для измерения величины напряжения выпрямленного детектором $ПП_2$ (ДГ-Ц7).

Для измерения постоянных напряжений выше 1 *в* предусмотрен входной делитель напряжения (уменьшение в 2; 5; 10; 25; 100; 250 и 1000

раз). Для измерения переменных напряжений ко входу лампового вольтметра постоянного тока (клемма *2*) подключается детекторный каскад на полупроводниковом выпрямителе (ДГ-Ц7), выполненный в виде выносного пробника. При измерении сопротивлений схема входной цепи лампового омметра питается напряжением от выпрямителя $ПП_1$ (Д7Ж). Измеряемое сопротивление подключается к клеммам *1* и *5* схемы. Эталонные сопротивления входной цепи (R_9 — R_{15}) обеспечивают кратность отсчета в 10, 100,

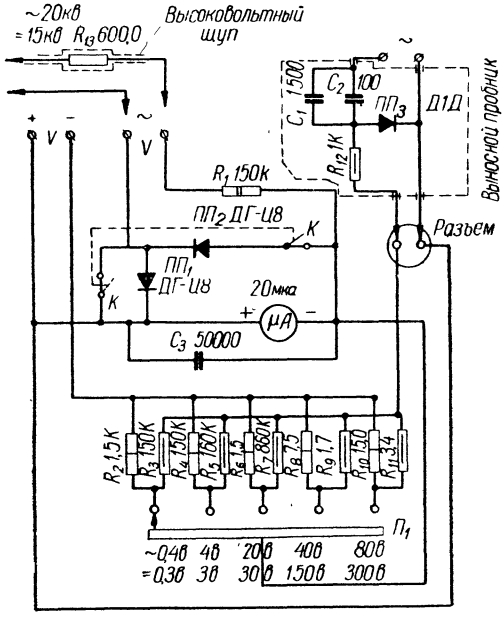


Рис. 682. Схема универсального вольтметра.

1000 и т. д. раз, при этом шкала сопротивлений совпадает со шкалой омов ТТ-1. Индуктивности и емкости измеряются на переменном токе при последовательном включении с эталонным сопротивлением (R_9 — R_{15}). Измеряемая индуктивность или емкость подключается к клеммам *1* и *4* схемы. Падение напряжения на эталонном сопротивлении усиливается каскадом на лампе $Л_{1а}$ (левая половина 6Н2П) и после выпрямления полупроводниковым прибором $ПП_2$ (ДГ-Ц7) подается на вход лампового вольтметра постоянного тока.

Шкала для измерения емкостей равномерная и совпадает со шкалой постоянных напряжений прибора ТТ-1. Шкала измерения индуктивности получается нелинейной и отсчет производится по заранее составленному графику.

Силовой трансформатор выполнен на сердечнике типа УШ-18, толщина пакета 20 *мм*. Сетевая обмотка — 3300 витков провода ПЭЛ 0,1, порь-

шающая — 3600 витков провода ПЭЛ 0,1, обмотка накала ламп — 95 витков ПЭЛ 0,8, обмотка питания омметра и *LC*-метра — 30 витков провода ПЭЛ 0,45.

Универсальный вольтметр. Прибор объединяет: 1. Вольтметр постоянного тока с пределами измерения 0,3—3—30—150—300 *в* при входном сопротивлении 50 *ком/в*. 2. Киловольтметр постоянного и переменного тока с пределами измерений 3—15 и 4—20 *кв*. 3. Детекторный вольтметр с выносным пробником на полупроводниковом диоде, позволяющий измерять напряжения частотой от 30 *гц* до 50 *Мгц* с пределами измерений 0,4—4—20—40—80 *в*. Входная емкость не превышает 7 *пф*.

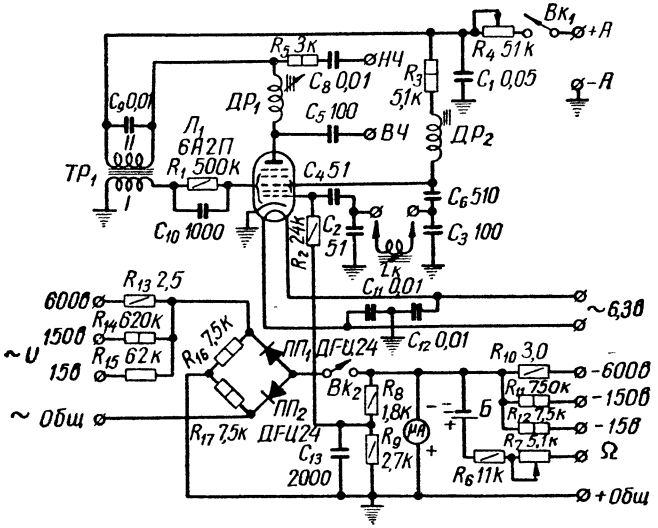


Рис. 683. Схема гетеродинного измерителя резонанса и авометра.

Измерения на шкалах 15 и 20 *кв* производятся со специальным щупом, внутри которого смонтировано сопротивление 600 *Ом*. Это сопротивление изготавливается из низкосортного эбонита.

В приборе применен магнитоэлектрический стрелочный механизм высокой чувствительности — порядка 20 *мка*. Такая чувствительность получена после перемотки рамки механизма, имевшего чувствительность 100 *мка*. Рамка перематывается проводом ПЭЛ 0,03 до полного заполнения объема. Принципиальная схема прибора приведена на рис. 682.

Гетеродинный измеритель резонанса (ГИР) и авометр. Прибор представляет собой комбинацию ГИР, перекрывающего диапазон частот от 430 *кгц* до 31 *Мгц*, вольтметра постоянного и переменного тока с пределами измерений 15—150—600 *в* и омметра для измерителя сопротивлений от 10 *ом* до 2 *Ом*. Принципиальная схема прибора приведена на рис. 683.

Высокочастотный генератор гетеродинного измерителя резонанса собран по емкостной трехточечной схеме на пальчиковой лампе $Л_1$ типа

6А2П. Колебательный контур состоит из конденсаторов C_2, C_3 и сменной катушки $L_к$. Данные катушек $L_к$ для восьми поддиапазонов приведены в табл. 161.

Таблица 161

Данные катушек

Номер катушки	Поддиапазон частоты (в *Мгц*)	Число витков	Провод	Диаметр каркаса (в *мм*)	Намотка
I	0,43— 0,75	550	ПЭШО 0,1	10,5	Внавал
II	0,75— 1,2	290	ПЭШО 0,1	10,5	»
III	1,2 — 1,9	174	ПЭШО 0,12	10,5	»
IV	1,9 — 3,5	110	ПЭШО 0,15	10,5	Рядовая
V	3,5 — 7,0	60	ПЭЛ 0,41	10,5	»
VI	7,0 —13,0	30	ПЭШО 0,69	10,5	»
VII	12,5 —21	9	ПЭШО 0,69	10,5	»
VIII	21 —31	6	ПЭШО 0,69	10,5	»

Поддиапазоны частоты перекрываются изменением индуктивности $L_к$ катушки контура. Индуктивность изменяется с помощью альсиферового сердечника диаметром 9,5 *мм* (два сердечника от фильтра промежуточной частоты приемника «Родина»). Величина сеточного тока контролируется миллиамперметром, включенным в сеточную цепь. На лампе типа 6А2П ($Л_1$) собран также генератор звуковой частоты на *LC*, предназначенный для модуляции высокочастотного генератора. В качестве трансформатора $Тр_1$ можно применять любой междуламповый или микрофонный трансформатор. Дроссели $Др_1$ и $Др_2$ выполнены на каркасах диаметром 6 *мм* и имеют по 1000 витков провода ПЭЛ 0,08.

Миллиамперметр — индикатор резонанса используется также в схеме авометра. Его чувствительность 150 *мка*, сопротивление рамки 1500 *ом*. Омметр питается от двух последовательно соединенных элементов типа ФБС-0,25, выполнен по последовательной схеме и имеет один предел измерений. Прибор подключается к налаживаемому приемнику или усилителю через переходную колодку и при измерении потребляет от него мощность 12 *вт*.

ГЛАВА XVII

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ И ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Электроавтоматика занимается вопросами автоматического контроля, управления и регулирования производственными процессами.

Устройства телемеханики предназначаются для контроля и управления автоматизированными установками на расстоянии.

Основными элементами систем автоматики и телемеханики являются:

1) датчики, которые преобразуют величины, характеризующие различные процессы (температура, давление, влажность, концентрация растворов и др.) в электрические сигналы;

2) каналы связи, по которым передаются преобразованные величины;

3) приемники сигналов.

§ 1. ДАТЧИКИ

Датчики температуры. Наиболее распространенными датчиками температуры являются термопары (см. гл. I), кроме того, широко используются и термометры сопротивления, представляющие собой проволочные или полупроводниковые сопротивления с большим температурным коэффициентом.

Полупроводниковыми термометрами сопротивления являются термисторы, данные которых приведены в гл. III.

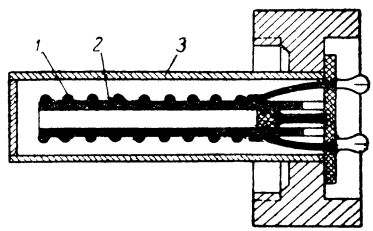


Рис. 684. Проволочный термометр сопротивления:

1 — металлическая проволока; *2* — каркас; *3* — защитный чехол.

Проволочные термометры сопротивления (рис. 684) изготавливаются из тонкой металлической проволоки, намотанной на каркас из слюды, кварца или фарфора, заключенной в защитный металлический чехол. При работе в диапазоне температур от —200 до +500° термометры сопротивления изготавливаются из платиновой проволоки, а при работе в диапазоне температур от —50 до +100° — из медной проволоки. Термометры сопротивления изготавливаются с сопротивлением от нескольких десятков до нескольких сот ом. Термометры сопротивления включаются в плечи сбалан-

сированного моста. При изменении температуры, воздействующей на датчик, изменяется его сопротивление, нарушается балансировка моста и срабатывает специальное устройство, показывающее или сигнализирующее изменение температуры. Одна из конкретных схем включения проволочного термометра сопротивления приведена на рис. 729.

Датчики перемещения. Контроль за различного рода перемещениями в пространстве деталей механизмов осуществляется датчиками перемещения. Датчики перемещения могут быть: индукционными, трансформаторными, емкостными, пьезоэлектрическими, магнитострикционными.

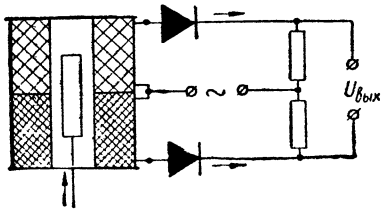


Рис. 685. Устройство индукционного датчика.

Индукционный датчик перемещения (рис. 685) состоит из катушки с двумя обмотками, индуктивности которых L_1 и L_2. Внутри этих катушек находится сердечник, жестко связанный с объектом, перемещение которого необходимо измерять. В исходном положении сердечник находится посредине катушки, при этом индуктивности L_1 и L_2 равны, схема моста сбалансирована и напряжение на ее выходе $U_{вых}$ равно нулю. При перемещении сердечника вверх или вниз индуктивность одной обмотки увеличивается, а второй уменьшается, балансировка схемы нарушается и на ее выходе появляется напряжение, пропорциональное перемещению сердечника.

Некоторой разновидностью индукционного датчика является датчик взаимной индуктивности (трансформаторный датчик). Конструкция этого датчика приведена на рис. 686. При перемещении сердечника изменяется взаимоиндуктивность между двумя включенными навстречу вторичными обмотками. Вследствие этого на выходе датчика появляется напряжение, пропорциональное перемещению сердечника.

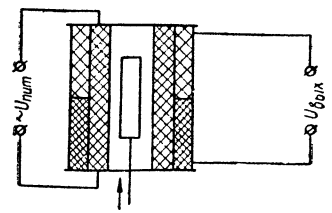


Рис. 686. Датчик взаимоиндукции.

Чаще всего индукционные и трансформаторные датчики питаются от сети с частотой 50 *гц*, реже — от источников высокой частоты.

Схемы емкостных датчиков для контроля перемещения приведены на рис. 687,*а,б*. Перемещение тела *А* вверх или вниз передается подвижной обкладке конденсатора, в результате чего изменяется его емкость. Это изменение емкости управляет работой специальной схемы.

Преимуществом емкостного датчика является возможность контролировать различные параметры без механического контакта. Например, толщину диэлектрической ленты, непрерывно движущейся между обкладками датчика (рис. 687,*в*). Недостатком емкостных датчиков является то, что их емкость одновременно зависит от многих факторов. Например, в схеме, приведенной на рис. 687,*в*, изменение емкости зависит не только от перемещения тела, но и температуры, влияющей на линейные размеры об-

кладок и влажности, от изменения которой зависит диэлектрическая проницаемость.

Датчики усилий. Проволочные датчики или тензометры (рис. 688) выполняются из тонкой проволоки диаметром 0,015—0,06 *мм* (обычно из

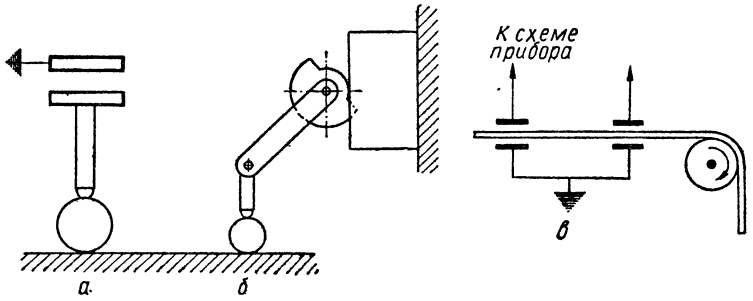


Рис. 687. Емкостные датчики:
а — поступательного движения; *б* — вращательного движения; *в* — толщины движущейся диэлектрической ленты.

константана для уменьшения влияния температуры), уложенной в виде петель и заключенной между двумя тонкими бумажками толщиной 0,02—0,05 *мм*. К концам проволоки припаяны или приварены два медных латунных вывода.

Датчик наклеивается на поверхность детали и деформируется вместе с ней, в результате чего изменяется его сопротивление. Максимальное изменение сопротивления тензометров составляет около 1%, поэтому они делаются высокоомными (несколько сот ом) и часто соединяются последовательно.

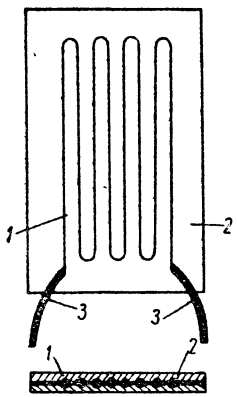


Рис. 688. Проволочный датчик усилий:
1 — проволочная обмотка, *2* — бумажный каркас; *3* — выводы.

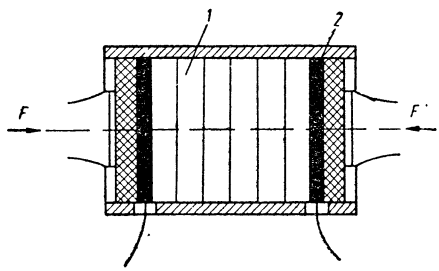


Рис. 689. Угольный датчик усилий:
1 — угольные диски, *2* — контактная пластина.

Весьма прост по конструкции угольный датчик, выполненный в виде цилиндрического столбика (рис. 689), состоящий из тонких угольных дисков (от нескольких штук до нескольких десятков).

Принцип действия датчика основан на свойстве столбика угольных дисков изменять сопротивление при действии внешних усилий.

Для измерения усилий могут быть также использованы пьезоэлектрические и магнитострикционные датчики

Датчики скорости вращения. Простейший датчик скорости вращения состоит из постоянного магнита, насаженного на вал и закрепленной рядом с валом неподвижной катушки.

При каждом обороте вала в катушке индуктируется э. д. с., создающая в цепи импульс тока. Частота этих импульсов пропорциональна скорости вращения.

Датчиком скорости вращения может служить тахогенератор, представляющий генератор постоянного или переменного тока, э. д. с. которого пропорциональна скорости вращения ротора. Так как ротор механически соединяется с вращающимся валом машины, то по величине э. д. с. тахогенератора можно судить о скорости вращения.

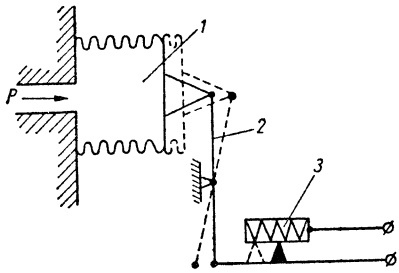


Рис. 690. Датчик давления:
1 — сильфон; *2* — рычаг; *3* — реостатный датчик.

Датчики давления. Датчиками давления являются сильфоны (гофрированный цилиндр), U-образные дифманометры и др. В этих датчиках давление преобразуется в перемещение или усилие, а затем с помощью соответствующих датчиков — в электрические сигналы.

Одна из схем датчика давления с применением сильфона приведена на рис. 690. В этой схеме изменение размеров сильфона под действием давления передается через рычаг реостатному датчику, который в конечном итоге преобразовывает изменение давления в пропорциональные величины тока.

В U-образном дифманометре (рис. 691) изменение давления F приводит к перемещению сердечника индукционного датчика, принцип работы и схема включения которого были приведены выше.

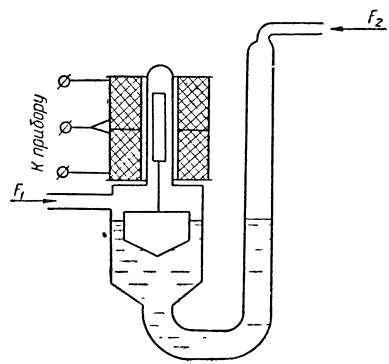


Рис. 691. U-образный дифманометр.

Датчики расхода жидкости или газа. Для контроля изменения расхода жидкостей и газов используются системы с индукционными, электромагнитными и другими датчиками. Одна из схем индукционного расходомера с дистанционным отсчетом показания приведена на рис. 692. Расход определяется по положению поплавка, находящегося в конической трубке, через которую протекает жидкость или газ. Изменение положения поплавка передается индукционному датчику, включенному в мостовую схему,

измерительная диагональ которой включена на вход усилителя. Мост уравновешивается перемещением движка реохорда R_0.

Выходное напряжение моста подается на усилитель напряжения, собранный на двойном триоде $Л_1$ и с него на фазочувствительный усилитель

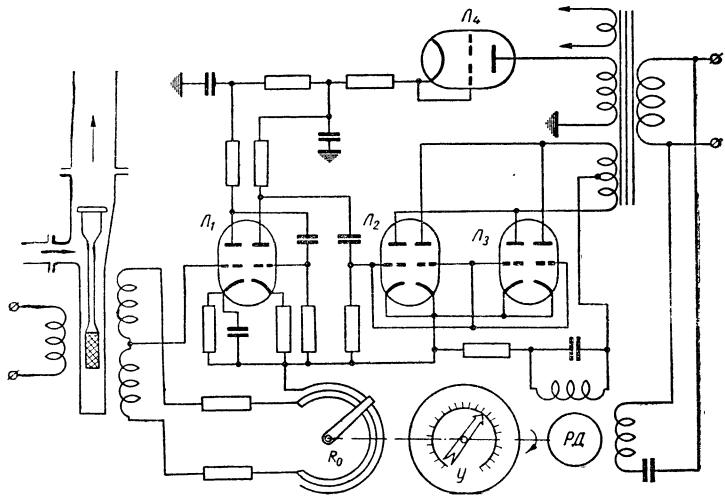


Рис. 692. Индукционный расходомер жидкости или газа.

мощности на лампах $Л_2$ и $Л_3$. Этот усилитель управляет работой реверсивного двигателя *РД*, ротор которого связан с движком реохорда. Мотор вращает движок реохорда в ту или другую сторону до уравновешивания моста. На оси мотор — движок реохорда закреплена стрелка указателя *У* расходомера, по положению которой можно определить расход жидкости или газа.

На рис. 693 приведена схема расходомера электромагнитного типа. В трубке, по которой протекает проводящая жидкость, находятся два электрода, присоединенные ко входу усилителя. Трубка помещается в переменное поле электромагнита, наводящего в движущейся электропроводящей жидкости э. д. с., величина которой пропорциональна скорости движения жидкости, т. е. ее расходу. При напряженности магнитного поля $2 \div 5 \cdot 10^3$ *э* наводятся э. д. с. 10—15 *мв*.

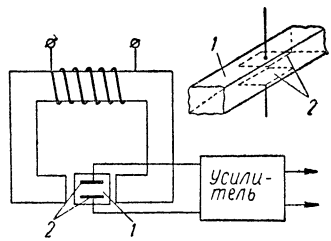


Рис. 693. Электромагнитный расходомер:
1 — трубка; *2* — электроды.

Датчики влажности. В датчиках влажности сыпучих и твердых тел (зерно, дерево, ткань и т. п.) используется зависимость между электропроводностью, диэлектрической проницаемостью и другими электрическими свойствами тел в зависимости от их влажности.

На рис. 694 приведена упрощенная схема электронного влагомера непрерывного действия, работающего на принципе измерения электропроводности ткани, движущейся между двумя металлическими роликами, включенными в схему прибора. При изменении влажности ткани изменяется ее сопротивление R_x, которое включено последовательно с сопротивлением R_4 в цепь катода. Это приводит к изменению напряжения на сетке, схема лампового моста разбалансируется и через прибор проходит ток, пропорциональный влажности ткани. Первоначально мост уравновешивается при заданной величине влажности потенциометром R_7.

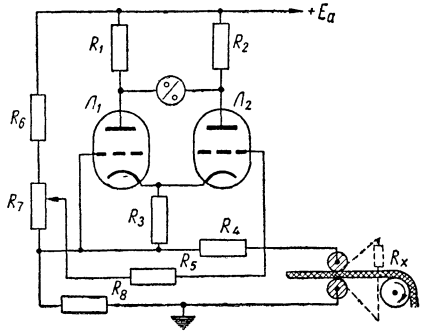


Рис. 694. Электронный влагомер непрерывного действия.

Датчиком влажности окружающей среды может также служить сопротивление, выполненное в виде пленки солей стронция, резко изменяющей сопротивление при изменении влажности.

Датчики концентрации растворов. Работа датчиков концентрации растворов основана на измерении (определении) плотности или электропроводности раствора. Интересен безэлектродный датчик концентрации растворов, представляющий собой катушку, погруженную в раствор. При прохождении тока по катушке создается магнитное поле, индуктирующее в жидкости токи, величина которых зависит от электропроводности (концентрации) жидкости. Так как величина этих токов влияет на сопротивление катушки, то по изменению сопротивления можно судить о концентрации раствора.

Датчики состава газов (газоанализаторы). Для непрерывного определения состава газовых смесей применяются электрические газоанализаторы, в которых используется зависимость физических свойств газовых смесей от их состава.

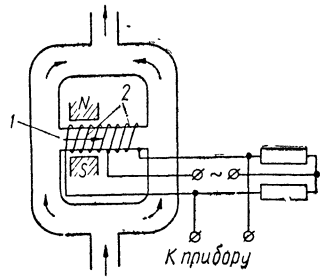


Рис. 695. Схема магнитного анализатора для определения концентрации кислорода:

1 — трубка; *2* — сопротивление из платиновой проволоки.

На рис. 695 приведена схема магнитного анализатора для определения концентрации кислорода. На трубку намотаны два платиновых сопротивления, включенные в плечи моста и нагретые до 200—300°. Одно из этих сопротивлений находится в магнитном поле постоянного магнита.

Кислород втягивается в магнитное поле, нагреваясь, частично теряет магнитные свойства. Нагретый газ выталкивается вдоль трубки холодным газом и создается непрерывное движение газа, называемое термомагнитной

конвенцией. В результате движения газа, скорость которого определяется содержанием кислорода, происходит изменение температур платиновых проволок, что приводит к разбалансировке моста. Величина напряжения на выходе моста, в конечном итоге, пропорциональна содержанию кислорода в газовой смеси.

§ 2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ НЕЙТРАЛЬНЫЕ РЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Нейтральные электромагнитные реле (рис. 696) состоят из сердечника, обмотки, корпуса, якоря со штифтом отлипания и контактных пружин с контактами.

Качество работы реле в значительной степени определяется надежностью и долговечностью работы контактов. В зависимости от разрываемой контактом мощности (величины тока) выбирается форма и материал контактов, а также расстояние между ними. Наиболее часто встречающиеся формы контактов приведены на рис. 697. Контакты изготовляются из латуни, бронзы, серебра, нейзильбера, вольфрама. Если контакты рассчитаны на небольшие токи, то их рекомендуется делать из серебра, а при больших токах — из вольфрама.

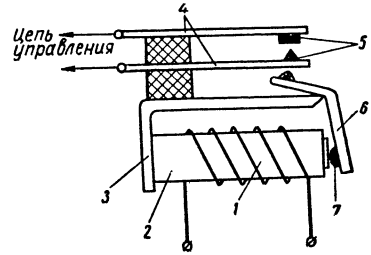


Рис. 696. Электромагнитное нейтральное реле:

1 — обмотка; *2* — сердечник; *3* — корпус; *4* — контактные пружины; *5* — контакты; *6* — якорь; *7* — штифт отлипания.

При напряжениях в коммутирующей цепи до 100 *в* допустимое значение тока (в *а*) через контакты составляет

для плоскоострых	0,3
» плоскосферических	0,3
» двойных сферических	0,5
» сферических	0,5
» плоскоострых	2,0

Если коммутируемая цепь содержит только активную нагрузку, то допустимое значение тока через контакты может быть увеличено примерно в

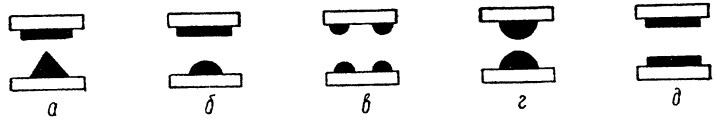


Рис. 697. Формы контактов реле:

а — плоскоострые; *б* — плоскосферические; *в* — двойные сферические; *г* — сферические; *д* — плоскостные.

два раза. Контакты реле, работающих в цепях с индуктивной нагрузкой, при больших токах и значительной частоте срабатываний должны защищаться искрогасящими контурами, чтобы не обгорали контакты вследствие искрения.

Схемы искрогасящих контуров приведены на рис. 698. Наилучшие результаты дает контур, состоящий из последовательно соединенных сопротивления и емкости. Величины элементов искрогасящих контуров зависят от многих факторов, в частности от сопротивления и индуктивности обмоток реле. Несмотря на то что методика расчета искрогасящих контуров разработана, рекомендуется радиолюбителям данные этих контуров подбирать практически в действующих схемах.

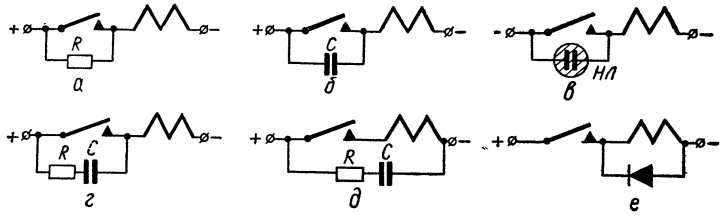


Рис. 698. Схемы искрогасящих контуров.

В табл. 162 приведены основные группы контактов давления. Для коммутации в сложных электрических цепях применяются комбинированные многоконтактные группы, состоящие из простейших контактных групп.

Таблица 162

Основные группы контактов давления

Наименование контактной группы	*Положение покоя*	*Промежуточное положение*	*Рабочее положение*
Замыкание			
Размыкание			
Переключение			
Плавное переключение			

Время срабатывания и отпускания обычных реле лежит в пределах от 2 до 100 *мсек*. Для увеличения времени срабатывания и отпускания применяются конструктивные и схемные способы замедления. Конструктивные способы замедления осуществляются медной втулкой, плотно надетой на сердечник; короткозамкнутой обмоткой из толстой медной луженой проволоки, наматываемой в один или несколько слоев непосредственно на сердечник. При этом, чем толще втулка и диаметр провода короткозамкнутой

обмотки, тем больше замедление. Втулка, расположенная у основания (сзади катушки) дает замедление на отпускание, а втулка, расположенная спереди катушки, дает замедление на срабатывание. Схемные способы замедления сводятся к шунтированию части обмотки или отдельной обмотки сопротивлением или емкостью.

Схемы рис. 699, *а*, *д*, *ж*, обеспечивают двухстороннее замедление. Схемы рис. 699, *б*, *г*, *е* дают замедление только на отпускание, так как в этих схемах шунтирующий элемент уменьшает скорость спадания тока (в схеме рис. 699,*б*, контакты *3—4* замыкаются только после срабатывания

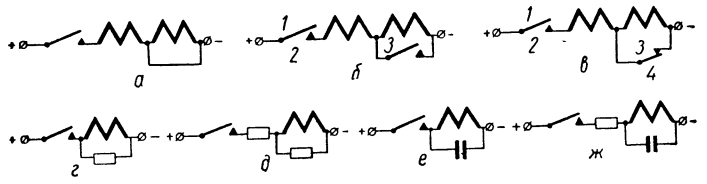


Рис. 699. Схемы замедления срабатывания реле:

а, *д*, *ж* — схемы с двухсторонним замедлением; *б*, *г*, *е* — схемы с замедлением при отпускании; *в* — схема с замедлением при срабатывании.

реле). Схема рис. 699,*в* дает замедление только на срабатывание, так как после срабатывания реле его контакты *3—4* размыкаются и отключают шунт от второй обмотки. Применяя конденсаторы емкостью от 100 до 1000 *мкф* можно получить замедление от нескольких секунд до нескольких минут. Легче получить большое замедление на отпускание, чем на срабатывание.

Ампер-витки срабатывания для данного типа реле определяются количеством контактных пружин и контактным давлением. Поэтому заводы изготавливают реле с различными обмотками. Радиолюбитель при отсутствии реле с необходимыми ампер-витками срабатывания может перемотать обмотку реле или изменить в некоторых пределах напряжение на зажимах реле. При этом необходимо учитывать изоляционные свойства обмотки. Данные обмоток реле различных типов приведены в табл. 163. Ниже приводятся типы реле, получивших наибольшее распространение в различной аппаратуре радио и проводной связи, устройствах автоматики и сигнализации.

1. Реле типа РПН с плоским сердечником и плоским якорем (рис. 700,*а*).

2. Реле типа РКН с круглым сердечником и изогнутым якорем (рис. 700,*б*).

Реле типа РКН выпускаются с контактной системой, рассчитанной на токи до 3 *а* (РКС-2) и до 20 *а* (РКС-3).

3. Малогабаритные реле с круглым сердечником типа РКМ (рис. 700,*в*).

4. Реле РКМП (рис. 700,*г*), представляющее по конструкции некоторое видоизменение реле РКМ. Реле выдерживает воздействие вибрации при частоте 20÷70 *гц* и ускорении 5 *г* при жестком креплении и воздействие ударной тряски с ускорением 75 *г*. Поэтому оно применяется в передвижных и

Таблица 163

Данные обмоток реле

Тип реле	Сопротивление (в *ом*)	Количество витков	Диаметр провода (в *мм*)	Ток срабатывания (в *ма*)
РПН	5	1 000	0,44	82,0
	60	3 100	0,22	28,0
	300	7 800	0,15	15,0
	1 000	13 500	0,12	8,0
	5 000	18 000	0,10	4,5
	15 000	49 000	0,06	2,5
РКН	10	1 700	0,44	75,0
	39	3 300	0,31	56,0
	200	7 200	0,20	35,0
	1 000	14 600	0,12	9,0
	4 000	29 700	0,09	6,0
	18 000	60 000	0,06	1,3
РКМ	18	1 400	0,25	80,0
	170	5 600	0,16	45,0
	500	7 400	0,10	24,0
	2 000	11 700	0,10	14,0
	6 000	28 300	0,06	4,5
РС-13	80	2 400	0,14	220,0
	250	5 400	0,13	65,0
	400	6 200	0,11	37,0
	800	28 000	0,05	10,0
РСМ	60	1 400	0,12	68,0
	250	3 000	0,08	40,0
	525	4 500	0,07	26,0
	750	5 000	0,06	25,0

Примечание. Обмотки выполнены проводом марки ПЭЛ.

переносных устройствах. Реле рассчитано для работы при температурах от —60 до +70° при влажности 65% (допускается работа при влажности 98%).

5. Малогабаритное реле типа РС-13 (рис. 700,*д*), предназначенное для работы в подвижных установках.

6. Миниатюрное реле типа РСМ (рис. 700,*е*), предназначенное для работы в переносной и подвижной аппаратуре.

Некоторые данные реле типов РПН, РКН, РКМ, РС-13 и РСМ приведены в табл. 164.

7. Кодовые реле типа КДР (рис. 701) отличаются простой конструкцией и надежностью в работе. Кодовые реле разделяются на основные реле

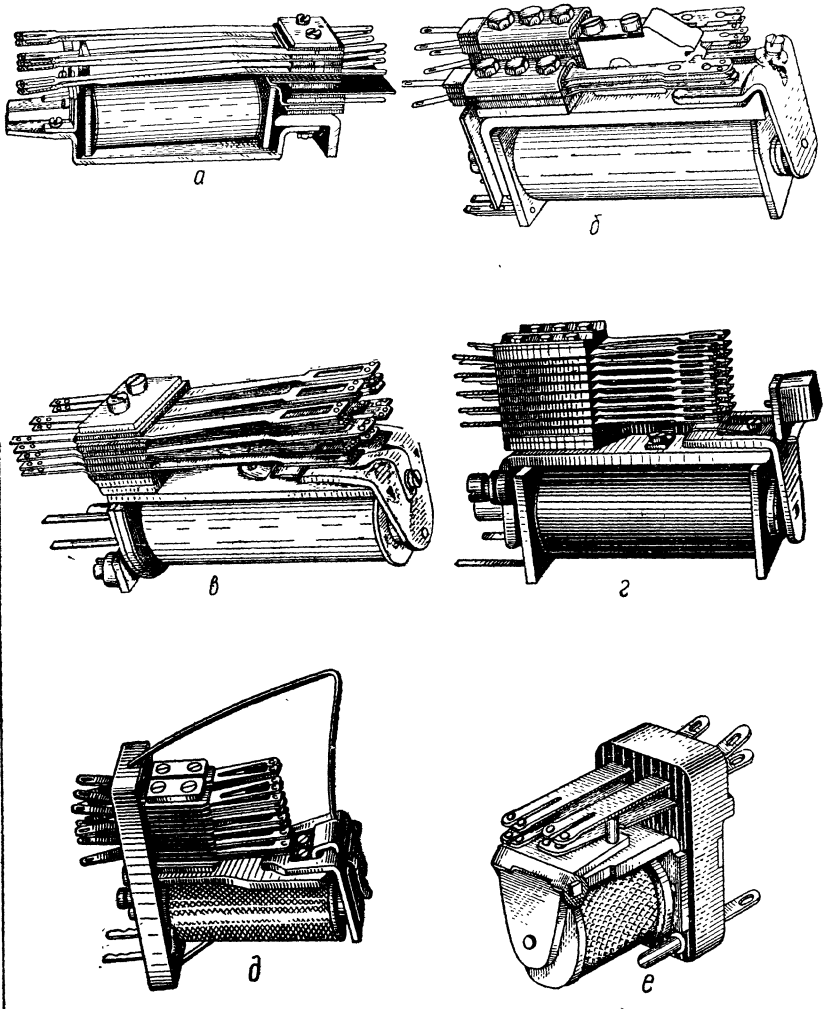


Рис. 700. Нейтральные электромагнитные реле типа:
а — РПН; *б* — РКН; *в* — РКМ; *г* — РКМП; *д* — РС-13; *е* — РСМ.

Таблица 164

Параметры электромагнитных реле

Параметры	Типы					
	РПН	РКН	РС-13	РСМ	РКМ	МКУ-48
Количество контактных групп . . .	3	2	2	2	3	2
Ампер-витки срабатывания (при одной группе на замыкание)	94	75	155	70	110	115
Потребляемая мощность при номинальной нагрузке (в *вт*) .	0,64	0,4	2,5	0,8	1,5	2,4
Время срабатывания нормальных реле (в *мсек*)	7—70	7—80	3—30	2—10	4—30	10—20
Время срабатывания замедленных реле (в *мсек*)	20—80	10—120	—	—	8—30	—
Время отпускания нормальных реле (в *мсек*)	6—50	8—100	3—8	1,5—3	5—15	4—15
Время отпускания замедленных реле (в *мсек*)	20—300	30—600	12—50	—	30—70	—
Наибольшая допустимая мощность рассеяния в обмотке (в *вт*)	5	6	2,5	1,1	3,5	4,0
Регулировочные параметры (в *мм*):						
ход якоря	1,1—1,5	0,8	0,75—1,1	0,5	1,1	1—2
высота штифта . .	0,1—0,5	0,1—0,5	0,1—0,2	0,1	0,1—0,2	0,2
Давление в контактах на замыкание (в *г*)	18—25	17—22	16—24	12—15	15—20	24—26
Давление в контактах на размыкание (в *г*)	18—25	17—22	15—20	8—12	10—15	14—16
Габаритные размеры реле (в *мм*):						
ширина	26	28	16	14,5	21	54,5
высота	38	56,5	44	24	38	113
длина	108	95	59,5	34	75	129

Продолжение табл. 164

Параметры	Типы					
	РПН	РКН	РС-13	РСМ	РКМ	МКУ-48
Наибольшее допустимое напряжение на обмотке и контактах (в *в*)	100	100	100	100	100	220
Номинальный ток в цепи контактов (в *а*)	0,2	0,2	1	1	0,2	0,23
Номинальное напряжение на контактах (в *в*)	60	60	24	24	60	220
Количество срабатываний	10^7	10^7	10^5	10^5	10^5	10^6

(КДР-1, КДР1-М, КДР-2, КДР-3, КДР3-М, КДР-4, КДР-5, КДР-6, КДР-7, КДР-8 и КДР-9); реле, приспособленные для работы в условиях тряски (КДРТ); реле для кодирования рельсовых и линейных цепей (КТР); медленнодействующие реле со временем отпускания до 10 сек. (КМР); реле, заключенные в индивидуальные ячейки (УКДР и УНР).

Данные некоторых кодовых реле приведены в табл. 165.

Таблица 165

Кодовые реле

Тип	Ампер-витки		Время (в *мсек*)		Номинальное напряжение (в *в*)
	притяжения	отпускания	притяжения	отпускания	
КДР1-М	340	175	15—120	7—85	6—110
КДР-2	300	250	14—100	1—7	12—220
КТР-1	300	60	—	—	6,12—24
КМР-1	95	15	50	5000	50
КМР-4	175	—	60	2700	50
УНР-2Б	210	35	80	440—450	50

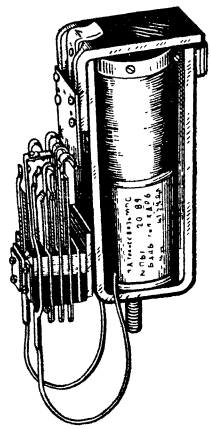


Рис. 701. Кодовое реле.

§ 3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ РЕЛЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

При включении в цепь переменного тока якорь обычного нейтрального реле будет вибрировать. Устранить этот недостаток можно, применяя реле с блокировочной обмоткой (рис. 702). При прохождении переменного тока по рабочей обмотке *I* срабатывает реле, при первом замыкании его контактов *3—4* включается блокировочная обмотка *II*, надежно удерживаю-

щая якорь реле. Одновременно контактами *1—2* закорачивается обмотка *I*, чтобы переменный магнитный поток не смог вызвать отпускание якоря реле. Для приведения реле в исходное состояние необходимо нажать кнопку

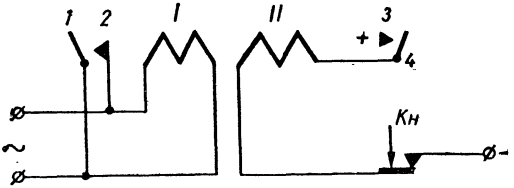


Рис. 702. Реле переменного тока с блокировочной обмоткой.

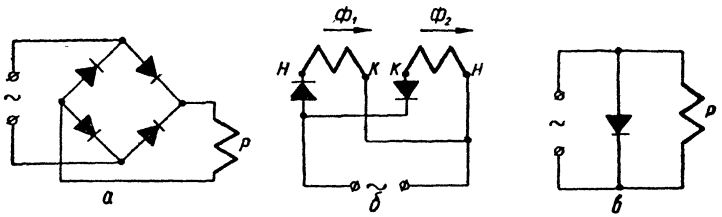


Рис. 703. Реле переменного тока:

а — однообмоточное с двухполупериодным выпрямителем; *б* — двухобмоточное с двухполупериодным выпрямителем; *в* — однообмоточное с шунтированием второго полупериода.

КН. При этом размыкается цепь питания блокировочной обмотки от вспомогательного источника постоянного тока. Реле переменного тока можно получить, применяя описанные выше однообмоточные или двухобмоточные нейтральные реле при включении их обмоток через купроксные, селеновые или германиевые выпрямители по одной из схем, приведенных на рис. 703.

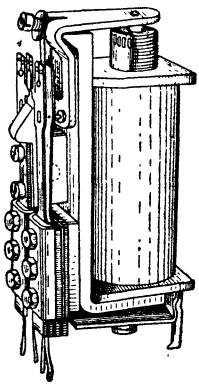


Рис. 704. Реле переменного тока типа РКП.

На рис. 704 приведена конструкция реле переменного тока типа РКП.

При прохождении переменного тока по обмотке реле в надетых на сердечник медных кольцах индуктируется переменный ток, создающий магнитный поток, сдвинутый по фазе примерно на 90° относительно основного магнитного потока. В результате этого в моменты времени, когда основной магнитный поток проходит через нулевые значения, магнитный поток в кольцах достигает максимума и удерживает якорь реле.

§ 4. УНИФИЦИРОВАННЫЕ РЕЛЕ

На рис. 705 приведена конструкция унифицированного реле типа МКУ-48. Реле широко применяется в схемах автоматики и связи на постоянном и переменном токе.

Реле постоянного тока потребляет мощность 3 *вт*, переменного тока — до 5 *вт*. Разрывная мощность контактов в цепи постоянного тока при напряжениях до 220 *в* без искрогасящих контуров не должна превышать 50 *вт*, а в цепи переменного тока при напряжении до 220 *в* — 500 *ва*. Данные некоторых реле типа МКУ-48 приведены в табл. 166.

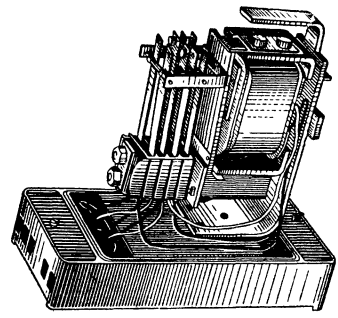


Рис. 705. Унифицированное реле типа МКУ-48.

§ 5. ТЕРМОРЕЛЕ

Термореле типа ТР применяется для получения выдержек времени от 2 сек. до 2 мин. Термореле нормально работает при температуре окружающей среды от 15 до 25° и относительной влажности 60—70%.

В зависимости от назначения термореле изготовляются с контактами на замыкание и переключение.

Контактная группа с биметаллической пружиной и обмоткой подогревания называется термогруппой.

Схемы и данные некоторых термогрупп приведены в табл. 167.

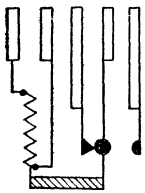
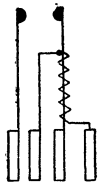
Таблица 166

Реле типа МКУ-48

Обмотка			Ток срабатывания (в *ма*)	Рабочее напряжение (в *в*)	Род тока
Сопротивление (в *ом*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)			
85	210	0,21	120	12	Постоянный
280	400	0,16	72	24	
1 200	8 000	0,11	14	24	
1 900	10 000	0,1	22	60	
4 600	15 000	0,08	18	110	
6 000	17 000	0,07	12	110	
4 600	15 500	0,08	7	220	
20 000	27 000	0,05	5	220	
7,3	650	0,41	360	12	Переменный
115	2 600	0,20	130	60	
810	6 700	0,12	40	127	
1 000	7 500	0,11	30	127	
1 900	10 000	0,10	22	220	
2 700	12 000	0,09	22	220	
4 600	15 000	0,08	18	220	
12 000	23 000	0,06	11	380	

Таблица 167

Термогруппы

Схема термогруппы	Сопротивление (в *ом*)	Число витков	Диаметр провода (в *мм*)	Ток срабатывания (в *ма*)	Время срабатывания (в сек.)
	170	200	0,1	280	2,5
	800	670	0,08	60	15
	30	240	0,08	80	15
	600	413	0,007	80	3
	800	670	0,08	30	100

Примечание. Провод марки ПЭШОК.

На рис. 706 приведена простейшая схема термореле с контактом на замыкание. При включении термообмотки ТР на положительный полюс батареи нагревается биметаллическая пружина, которая, прогибаясь вверх, замыкает контакты *7—8* и присоединяет положительный полюс батареи к обмотке сигнального реле *Р*. Это реле срабатывает и блокируется своими контактами *1 — 2*, одновременно размыкаются контакты *3—4* и обрывают цепь термореле, предохраняя ее от перегрева, кроме того, замыкаются контакты *5—6*, включающие рабочую (сигнальную) цепь.

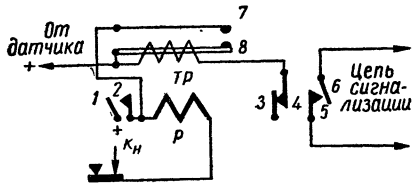


Рис. 706. Схема термореле с контактом на замыкания.

Чтобы привести схему в исходное положение, следует нажать кнопку $K_н$ и разблокировать реле *Р*. Если положительный полюс батареи будет присоединен к обмотке термореле, то процесс работы повторится, т. е. будет вторично включена рабочая цепь. Такая схема обеспечивает замедление при включении до 30 сек.

Схемы с использованием времени нагрева и остывания термопружины обеспечивают замедление при срабатывании до 2 мин. Одна из таких схем приведена на рис. 707. При подключении термообмотки *ТР* к положительному полюсу батареи нагревается биметаллическая пружина, которая прогибается и через определенное время замыкает контакт *1—2*. При этом положительный полюс батареи подключится к обмотке реле P_1, которое, сработав, блокируется контактами *4—5*, одновременно контактами *6—7* размыкается цепь обмотки термореле, которое начинает охлаждаться и биметаллическая пружина прогибается вниз. Замыканием контактов *8—9* подготавливается цепь для работы реле P_2. После остывания биметаллической пружины примерно через 60—80 сек. замыкаются контакты *2—3* термореле, после чего срабатывает реле P_2, которое контактами *10—11* замыкает рабочую цепь. Чтобы привести схему в исходное положение, следует нажать кнопку $K_н$ и разомкнуть цепь блокировки реле P_1. При размыкании контактов этого реле обрывается цепь питания реле P_2 и схема приходит в исходное положение.

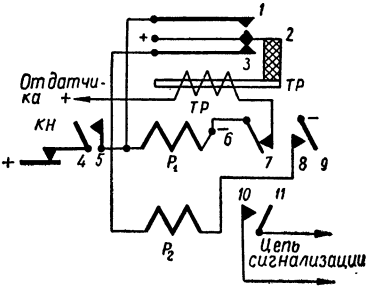


Рис. 707. Схема термореле с переключающимся контактом.

§ 6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯРИЗОВАННЫЕ РЕЛЕ

Электромагнитные поляризованные реле характеризуются высокой чувствительностью (во много раз больше, чем нейтральные), большой скоростью срабатывания. Направление перебрасывания якоря реле зависит от полярности напряжения на обмотке.

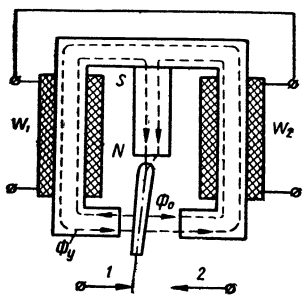


Рис. 708. Схема магнитной цепи поляризованного реле.

Схема магнитной цепи поляризованного реле показана на рис. 708. В исходном положении якорь реле находится у правого или левого контакта и удерживается в этом положении магнитным полем постоянного магнита Φ_0. При включении обмотки реле создается магнитный поток Φ_y, направление которого зависит от полярности приложенного напряжения. Магнитные потоки Φ_0 и Φ_y складываются у одного конца магнитопровода (поток усиливается) и вычитаются у другого (поток ослабляется). Для случая, показанного на рисунке, магнитный поток усиливается у правой части магнитопровода и якорь под действием силы, созданной этим магнитным потоком, перебрасывается в правую сторону и замыкает контакт *2*.

Поляризованные реле имеют от одной до шести независимых обмоток. По числу позиций (положений) якоря поляризованные реле подраз-

деляются на двухпозиционные нейтральные (рис. 709,*а*) двухпозиционные с преобладанием (рис. 709,*б*) и трехпозиционные нейтральные (рис. 709,*в*).

У нейтральных двухпозиционных реле якорь перебрасывается от одного контакта к другому при одинаковой величине тока.

Рис. 709. Позиции якоря поляризованного реле:

а — двухпозиционного нейтрального; *б* — двухпозиционного с преобладанием; *в* — трехпозиционного нейтрального.

В двухпозиционных реле с преобладанием якорь располагается по одну сторону относительно нейтрали и при выключенном реле всегда притянут к одному контакту (контакт покоя). Реле может быть отрегулировано и с частичным преобладанием. В этом случае при отсутствии тока в обмотках якорь может находиться у любого контакта. Но величина тока срабатывания при переброске якоря к контакту с преобладанием будет меньше, чем в обратном направлении.

Якорь трехпозиционных реле при отсутствии тока в обмотке занимает среднее (нейтральное) положение.

Поляризованные реле, как правило, имеют одну контактную систему, но некоторые реле, например, ИР-5, имеют четыре контактных системы. Данные некоторых поляризованных реле приведены в таблице 168.

Общий вид поляризованных реле типа РП и ТРМ приведен на рис.710.

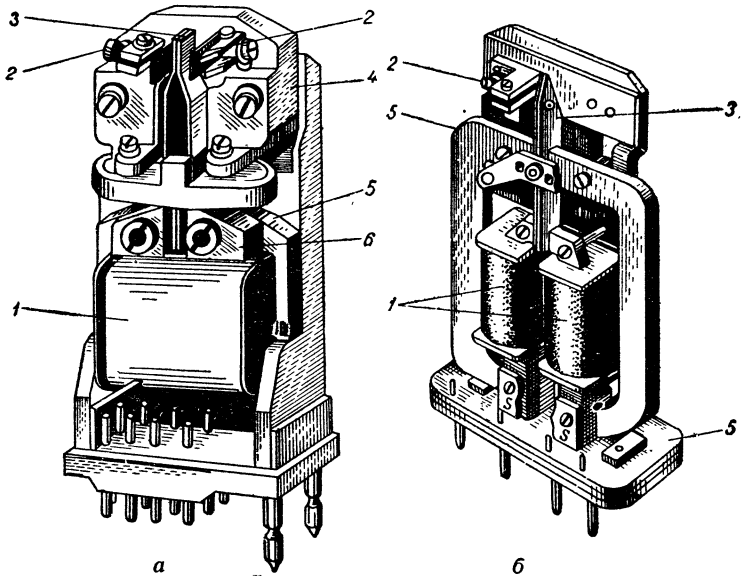


Рис. 710. Поляризованные реле типа:

а — РП, *б* — ТРМ; *1* — катушка, *2* — неподвижные контакты, *3* — якорь, *4* — керамический мостик, *5* — магнитопровод, *6* — полюсные наконечники.

Таблица 168

Поляризованные реле

Тип	Мощность срабатывания (в *мвт*)	Ампервитки срабатывания	Наибольшая частота включений (в *гц*)	Время срабатывания (в *м/сек*)	Число включений	Номинальный ток через контакты (в *а*)	Номинальное напряжение (в *в*)	Вес (в *г*)	Размеры (в *мм*)
РП-4, РПБ-4	0,01—0,16	1—4	200	2,5—4,5	10^7	0,2	24	160	27,5×40×96,5
РП-5, РПБ-5	0,006—0,04	1—4	200	7—13	10^7	0,2	24	160	27,5×40×96,5
РП-7, РПБ-7	0,16—1,0	4—10	100	3—5	10^7	0,2	24	160	27,5×40×96,5
РПС-4	0,03—1,5	1,5—3,5	200	—	$4 \cdot 10^6$	0,2 [1])	27	250	⌀ 41×95,5
РПС-5	0,008—0,007	0,8—1,65	200	2—3	$4 \cdot 10^6$	0,2 [1])	27	250	⌀ 41×95,5
РПС-7	0,10—0,72	3,9—10	200	—	$4 \cdot 10^6$	0,2 [1])	27	250	⌀ 41×95,5
ТРЛ	0,04	0,8	200	2	10^7	0,06	120	1170	63×88×161
ТРМ	7—9	18—28	100	3—4	10^7	1,0	120	250	30×62×118
ИР1-4	15,8	50	—	—	10^7	0,5	16	2000	135×195×106
ИР-5	80—130	60	—	—	10^7	0,5	28	3400	136×171×270
ППР-3	44—120	80	—	—	10^5	5 [1])	200	3650	220×100×185

[1]) При индуктивной нагрузке.

§ 7. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

Электронные реле являются наиболее чувствительными и быстродействующими из всех существующих типов реле. Мощность срабатывания (подводимая к сетке) составляет $10^{-8} \div 10^{-12}$ *вт*, в то время как мощность, управляемая в анодной цепи, составляет от 0,001 до 100 *вт*.

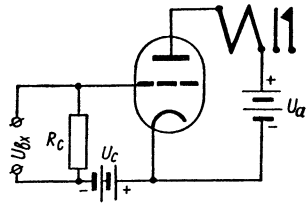


Рис. 711. Схема простейшего электронного реле.

Схема простейшего электронного реле приведена на рис. 711. Эта схема представляет собой обычный усилитель на триоде, в анодную цепь которого включено нейтральное электромагнитное реле. Выбором отрицательного смещения U_c в цепи сетки устанавливается такая рабочая точка, при которой начальный анодный ток будет меньше тока отпускания реле. При подаче сигнала положительной полярности на сетку лампы анодный ток возрастает и срабатывает электромагнитное реле. Время срабатывания электронного реле определяется временем срабатывания электромагнитного реле. Недостатком этой схемы является наличие начального анодного тока, непрерывно протекающего через обмотку реле. Уменьшить этот ток можно увеличением отрицательного смещения на сетке, но при этом уменьшается чувствительность реле.

Указанный недостаток можно также устранить, применяя мостовую схему реле (рис. 712). При отсутствии сигнала на сетках ламп схема сбалансирована и ток в обмотке реле равен нулю. Схема балансируется потенциометром $R_б$. При включении в схему поляризованного реле, так как это показано на рисунке, получим электронное поляризованное реле. При подаче сигнала положительной полярности на сетку лампы $Л_1$ через обмотку реле проходит ток в одном направлении, а при подаче сигнала положительной полярности на сетку лампы $Л_2$ ток через обмотку реле проходит в другом направлении.

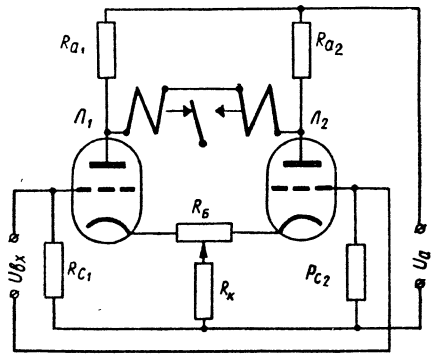


Рис. 712. Мостовая схема электронного реле.

Применение электронных ламп дает возможность создать реле времени с большими и регулируемыми выдержками времени.

Принцип работы электронного реле времени ясен из рис. 713. При замкнутом ключе K на сетку подается такое отрицательное смещение, при котором лампа заперта и ток в анодной цепи практически отсутствует. Конденсатор C в цепи сетки заряжен до напряжения U_0. Если разомкнуть ключ

K, то конденсатор начнет разряжаться через сопротивление R и напряжение на его зажимах, т. е. на сетке, начинает уменьшаться. Через определенное время, когда напряжение на сетке установится таким, при котором анодный ток увеличится до величины тока срабатывания, электромагнитное реле, включенное в анодную цепь, сработает. Таким образом, время срабатывания зависит от времени разряда конденсатора. Так как время разряда конденсатора определяется величиной $\tau = RC$, то изменением величины сопротивления или емкости (а иногда одновременно обоих) можно регулировать выдержку времени в весьма широких пределах.

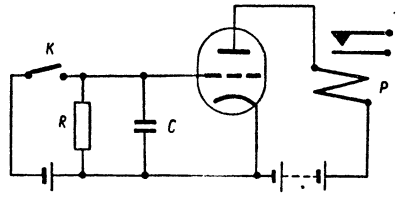


Рис. 713. Принципиальная схема электронного реле времени.

Простейшая схема реле времени на неоновой лампе $Л_1$ приведена на рис. 714,*а*. Время срабатывания реле P определяется скоростью нарастания тока через конденсатор C, т. е. постоянной времени $\tau = RC$. Недостатком

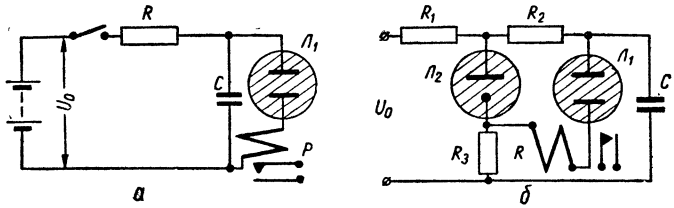


Рис. 714. Схема реле времени на неоновой лампе:
а — без стабилизации; *б* — со стабилизацией.

такой схемы является зависимость выдержки времени от стабильности напряжения источников питания. Для устранения этого недостатка применяются схемы со стабилитронами (рис. 714,*б*). Включение стабилитрона значительно уменьшает колебания напряжения источников питания.

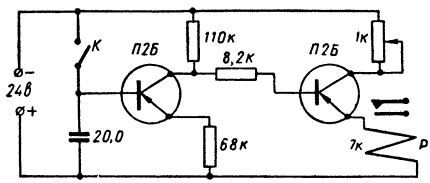


Рис. 715. Схема реле времени на полупроводниковых триодах.

Одна из схем реле времени на полупроводниковых триодах приведена на рис. 715. Эта схема представляет усилитель постоянного тока. В исходном состоянии конденсатор, включенный на входе схемы, заряжается до напряжения источника питания. При отключении конденсатора от источника питания он начинает разряжаться, в результате этого уменьшается потенциал на основании первого триода и увеличивается ток коллектора. Это приводит к уменьше-

нию потенциала на основании второго триода и увеличению тока его коллектора, вызывающего срабатывание электромагнитного реле *Р*.

Выдержка времени приведенной схемы реле равна 2—2,5 сек.

На рис. 716 приведена схема импульсного электронного реле на полупроводниковом триоде, предназначенного для фиксации коротких одиночных импульсов длительностью в несколько микросекунд. В исходном состоянии полупроводниковый триод заперт небольшим положительным напряжением, приложенным к его основанию. Запирающее напряжение снимается с сопротивления $R_э$. При подаче на вход отрицательного импульса появляется ток в обмотке *I* реле, который создает магнитное поле, пересекающее обмотку *II*. В ней наводится э. д. с. и действует глубокая положительная обратная связь. В результате этого увеличивается напряжение на основании триода, а это приводит к дальнейшему увеличению тока в цепи коллектора (обмотка *I* реле). Этот процесс продолжается уже независимо от действия запускающего импульса до момента достижения тока насыщения триода. При этом срабатывает реле и через свои контакты *1—2* и обмотку *II* блокируется. После срабатывания реле по мере насыщения сердечника ток в цепи обратной связи уменьшается и триод выходит из режима насыщения. Кнопка *Кн* служит для разблокировки реле.

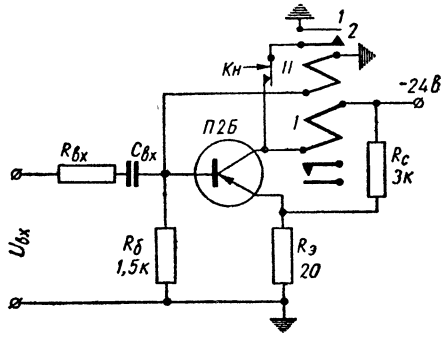


Рис. 716. Схема импульсного электронного реле.

В схеме может быть применено двухобмоточное реле типа РКМ, данные обмоток которого: $w_1 = 7400$ витков, $R_1 = 500$ *ом*; $w_2 = 4000$ витков, $R_2 = 350$ *ом*.

Для четкой работы реле необходимо на вход подавать импульсы длительностью 2÷6 *мксек* с амплитудой 4÷6 *в*.

В различных быстродействующих приборах автоматического управления широкое применение находят бесконтактные переключающие устройства, или, как их сокращенно называют, бесконтактные реле. К бесконтактным реле относятся усилители, работающие в режиме ограничения, триггеры (спусковые или курковые схемы), мультивибраторы, блокинг-генераторы. Бесконтактные устройства выполняются на электронных лампах, тиратронах, полупроводниковых и ферромагнитных приборах.

Триггеры представляют собой схему с двумя положениями равновесия (покоя). При воздействии на вход триггера управляющих (запускающих) импульсов он скачкообразно переходит из одного состояния равновесия в другое.

Принцип действия триггеров поясняется рис. 717. Когда запускающее напряжение переходит пороговое значение (точка *а* в момент времени t_1 или точка *б* в момент времени t_2), напряжение на выходе скачкообразно изменяется от U_1 до U_2 или наоборот. Для общности показан положительный запускающий импульс прямоугольной формы, а отрицательный произвольной формы.

Из рисунка видно, что независимо от формы запускающих импульсов, напряжение на выходе имеет прямоугольную форму. Длительность действия напряжения U_1 или U_2 определяется временем между пороговыми значениями запускающих сигналов и может быть сколь угодно большим. Отметим, что применяемые на практике триггеры обладают быстродействием от нескольких герц до 10 *Мгц* (1 *гц* соответствует одному переключению в секунду).

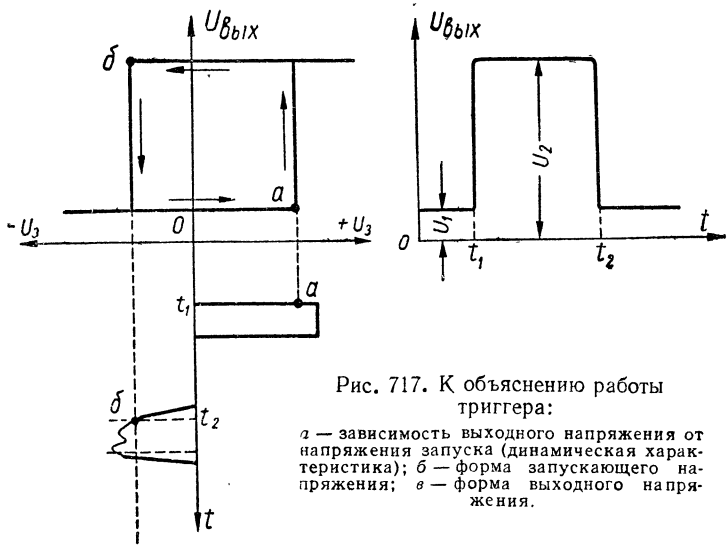


Рис. 717. К объяснению работы триггера:

а — зависимость выходного напряжения от напряжения запуска (динамическая характеристика); *б* — форма запускающего напряжения; *в* — форма выходного напряжения.

На рис. 718 приведена схема триггера, выполненного на лампе 6Н8С. В исходном состоянии одна лампа открыта, например $Л_{2а}$, а другая закрыта. В таком состоянии схема будет находиться до тех пор, пока не поступит положительный импульс на сетку лампы $Л_{1а}$ с амплитудой, равной напряжению отпирания. Ток в лампе начнет увеличиваться, а напряжение на ее аноде начнет уменьшаться. В результате снижается напряжение на сетке лампы $Л_{2а}$ и повышается напряжение на ее аноде. Это приведет к увеличению напряжения на сетке лампы $Л_{1а}$ (напряжение подается через сопротивление R_1, R_2), что, в свою очередь, приведет к еще большему увеличению тока в лампе $Л_{1а}$ и т. д. Следовательно, будет происходить лавинообразный процесс и схема перейдет ко второму состоянию равновесия, при котором лампа $Л_{1а}$ будет открыта, а $Л_{2а}$ закрыта до тех пор, пока на сетку $Л_{1а}$ не поступит отрицательный импульс. В результате действия этого импульса произойдет обратный процесс и лампа $Л_{1а}$ закроется, а $Л_{2а}$ — откроется, т. е. схема придет в исходное состояние.

В момент опрокидывания схемы скачки напряжения с анодов на сетки ламп передаются через емкости конденсаторов C_1 или C_2 и входные емкости ламп, так как для скачка напряжения сопротивление указанных емкостей будет значительно меньше сопротивления делителей R_1 и R_2.

Для обеспечения четкой работы схемы необходимо, чтобы управляющие импульсы имели длительность 1—2 *мксек* и были остроконечными. При

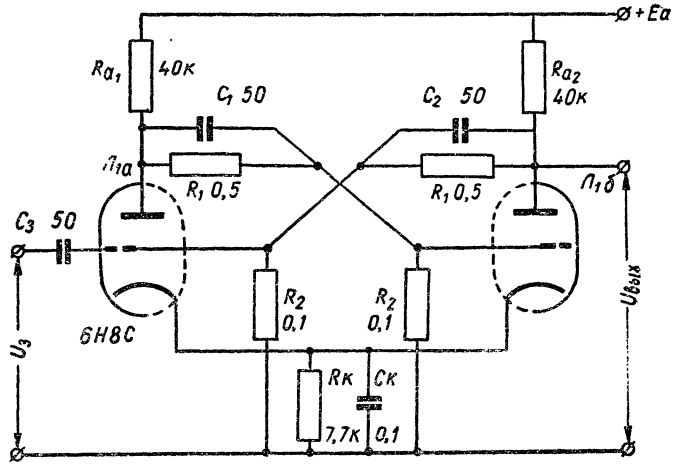


Рис. 718. Схема триггера на электронных лампах.

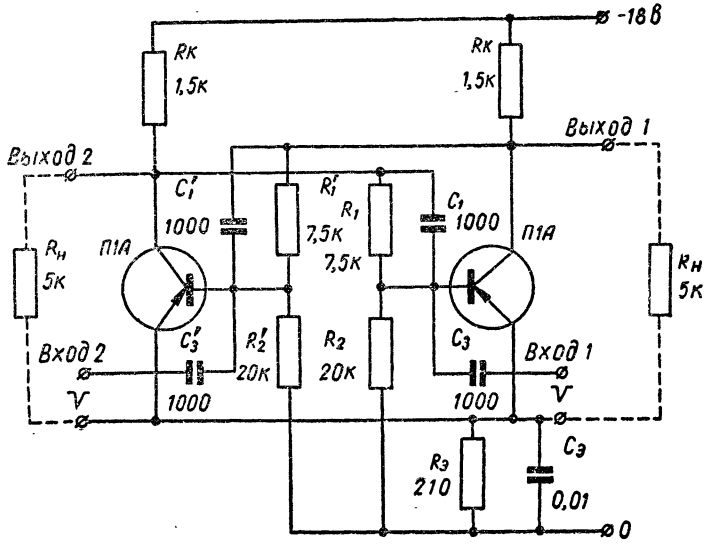


Рис. 719. Схема триггера на полупроводниковых триодах.

более коротких импульсах может не произойти переход схемы в другое состояние равновесия. Для сокращения времени перехода в схеме применяются конденсаторы C_1 и C_2 малой емкости (15—150 *пф*). При больших длительностях импульсов может произойти ложное срабатывание схемы за счет возникновения импульса противоположной полярности при уменьшении напряжения запускающего импульса.

В тех случаях, когда схема должна работать от импульсов только одной полярности, их необходимо подавать через разделительные конденсаторы на сетки или аноды обеих ламп. Чтобы при этом не увеличивалось время опрокидывания, необходимо емкости разделительных конденсаторов брать поменьше (10—30 *пф*).

Приведенная на рис. 719 схема триггера на полупроводниковых триодах типа П1А устойчиво работает от импульсов отрицательной полярности длительностью 5 *мксек* при амплитуде 20—25 *в*.

§ 8. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ШАГОВЫЕ ИСКАТЕЛИ

Для автоматического подключения к нескольким входам (выходам) аппаратуры или различным линиям применяются шаговые искатели. Искатель может подключаться к определенной заданной линии или произвести поочередное подключение ко всем линиям, включенным в его контактное поле.

У шаговых искателей может быть от 11 до 50 выходов, а к каждому выходу подключается 4 или 8 проводков. В соответствии с этим на искателе устанавливается 4 или 8 щеток.

Искатели бывают прямого и обратного действия. В искателях прямого действия щетки переводятся с одной контактной пластинки на другую в момент прохождения тока по электромагниту, а в искателях обратного действия — во время паузы между посылками тока. Щетки шаговых искателей вращаются со скоростью 30—50 шагов в секунду. Вращение щеток может быть вынужденным под действием определенного количества импульсов, посылаемых в электромагнит датчиком (ключ, номеронабиратель и др.), или свободным, под действием посылок импульсов от специального импульсного реле. При вынужденном вращении щетки останавливаются на номере контактных пластин, соответствующем количеству посылок тока в электромагнит, при свободном вращении щетки вращаются до тех пор, пока не поступит сигнал остановки.

В табл. 169 приведены типы шаговых вращательных искателей, выпускаемых отечественной промышленностью.

Таблица 169

Шаговые искатели

Тип	Количество выходов	Количество проводов в выходе	Количество щеток	Примечание
ШИ-11 . . .	11	4	4	Прямого действия
ШИ-17 . . .	17	4	4	
И-$^{25}/_{4}$	25	4	4	Обратного действия
И-$^{25}/_{8}$	25	8	8	
И-$^{50}/_{4}$	50	4	8	

Электромагнит искателя может быть рассчитан для работы от любого напряжения (обычно 24, 48 и 60 *в*).

Для нормальной работы искателя требуется около 1500—2000 ампервитков при потребляемой мощности 60 *вт*.

Контактное давление щеток на контактные пластины составляет 25—30 *г*. Гарантированное число полных оборотов шаговых искателей 300 000. Через каждые 50 000 оборотов искатель требуется чистить, смазывать и регулировать.

На рис. 720 приведена одна из схем пульс-пары, применяемой для свободного вращения щеток искателя, работающего от батареи 60 *в*. Электро-

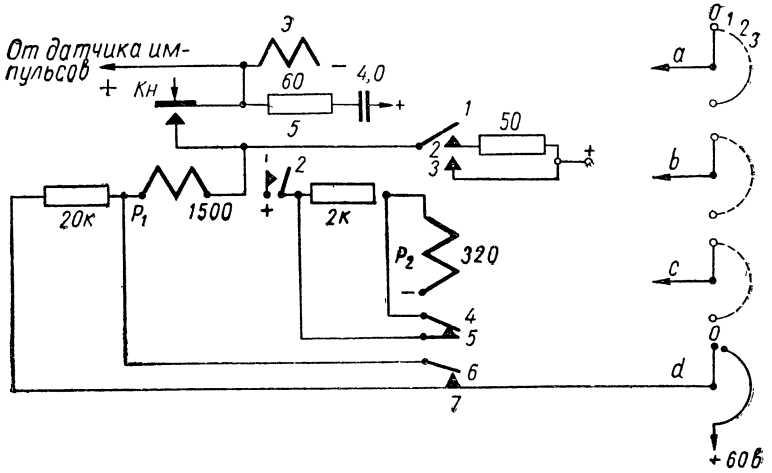


Рис. 720. Схема пульс-пары.

магнит (*Э*) искателя под действием определенной серии импульсов, получаемых от датчика, переводит свои щетки на определенный контакт и через щетки *a*, *b* и *c* создаются рабочие цепи. Для возвращения искателя в исходное (нулевое) положение следует нажать кнопку *Кн* и создать цепь для работы пульс-пары. В этом случае положительный полюс батареи через щетку *d*, контакты *6—7* реле P_2, обмотку реле P_1, контакты кнопки *Кн* подключается к электромагниту искателя, но электромагнит не срабатывает, так как величина тока ограничивается высокоомной обмоткой реле P_1. Реле P_1 срабатывает, его контакты *1—2* замыкают цепь для работы реле P_2, которое сработав, сначала контактами *1—2* подключает положительный полюс батареи через сопротивление 50 *ом*, а затем через контакты *1—2—3* подключает положительный полюс батареи непосредственно к обмотке электромагнита, который срабатывая переводит щетки на следующий контакт. При размыкании контактов *4—5* и *6—7* реле P_2 последовательно с обмотками реле P_1 и P_2 включаются сопротивления 2 *ком* и 20 *ком*. Реле P_2 через сопротивление 2 *ком* удерживает свой якорь. При подаче положительного полюса батареи через контакты *1—2—3* шунтируется обмотка реле P_1, которое отпускает и размыкает контакты *1—2*. При размыка-

нии этих контактов обесточивается реле P_1 и оно также отпускает. При этом электромагнит искателя отключается от батареи и отпускает свой якорь. Схема пульс-пары приходит в исходное положение. Но так как щетка *d* движется по сплошной дуге, то обмотка реле P_1 остается подключенной к положительному полюсу батареи, вторично срабатывает и повторяется описанный процесс подачи очередного импульса для работы электромагнита. Пульс-пара будет работать до тех пор, пока щетка *d* станет в нулевое положение и батарея отключится.

Для уменьшения искрообразования в схеме пульс-пары применяется искрогасящий контур (5 *ом*, 5 *мкф*) и ступенчатое замыкание и размыкание контактов *1—2—3* реле P_2. Сопротивления 2 и 20 *ком*, включенные последовательно с обмотками реле, уменьшают постоянную времени реле (увеличивают быстродействие). Рассмотренная схема пульс-пары вырабатывает 40 импульсов в секунду. Если применить замедленные реле, то скорость срабатывания пульс-пары можно значительно уменьшить.

Схема пульс-пары может запускаться не только вручную кнопкой *Кн*, но и автоматически в заданное время специальным реле.

В тех случаях, когда на якоре искателя имеются самопрерывающиеся контакты, для свободного вращения щеток искателя может применяться пульс-пара, состоящая из одного реле, а второе реле заменяется действием электромагнита искателя с самопрерывающимися контактами.

§ 9. РЕЛЕ-ИСКАТЕЛЬ

Эскиз реле-искателя типа РИ приведен на рис. 721. Контактные пружины реле переключаются при каждом притяжении якоря. Одновременно с этим якорь с прикрепленным к нему рычагом, воздействуя на храповик кулачковых дисков, поворачивает их. По окружности дисков в различных местах расположены впадины, куда западают переключающие штифты контактных групп, расположенных над диском. Комбинируя расположение впадин на различных дисках (реле-искатель может иметь от одного до трех дисков), можно осуществить разновременное переключение контактных групп, расположенных над различными дисками и этим создать нужное переключение электрических цепей. Полный оборот кулачкового диска осуществляется через 24 или 30 шагов в зависимости от конструктивного выполнения реле-искателя.

Ампер-витки срабатывания реле-искателя в зависимости от количества якорных и кулачковых контактных пружин составляют от 300 до 600. Максимальная величина разрываемого тока (нагрузка безындукционная, искрогасящие контуры отсутствуют) при рабочем напряжении 60 *в* составляет 0,2 *а* для серебрянных контактов и 0,4 *а* для платиновых. Реле-искатель выдерживает $5 \cdot 10^6$ срабатываний. После $2 \cdot 10^6$ срабатываний реле необходимо регулировать, чистить и смазывать.

При напряжении на обмотке и контактных группах до 220 *в* применяется реле-искатель типа РИПВ, выдерживающий до $4 \cdot 10^5$ срабатываний.

§ 10. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ ДЛЯ ВКЛЮЧЕНИЯ ГАЗОТРОНОВ

Чтобы газотрон преждевременно не вышел из строя, перед включением анодного напряжения следует включить напряжение накала и обязательно прогреть нить в течение определенного времени. Эти операции автоматически выполняются реле времени, схема которого приведена на рис. 722.

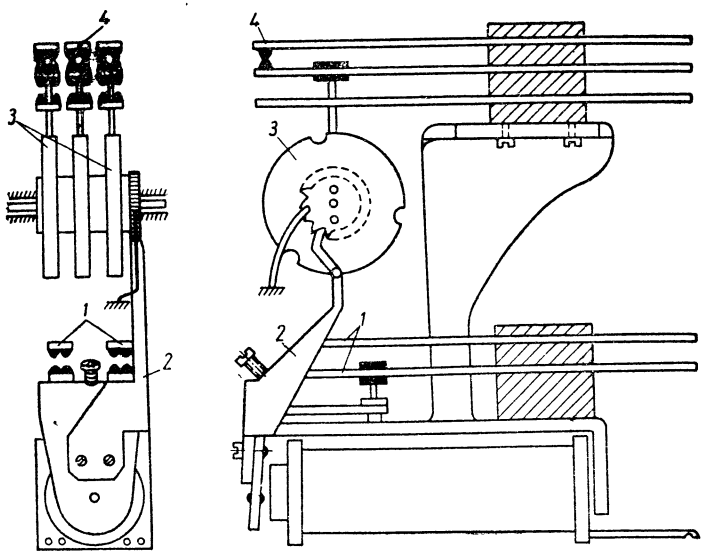


Рис. 721. Реле-искатель:
1 — контактные пружины; *2* — рычаг; *3* — кулачковые диски; *4* — контактные группы.

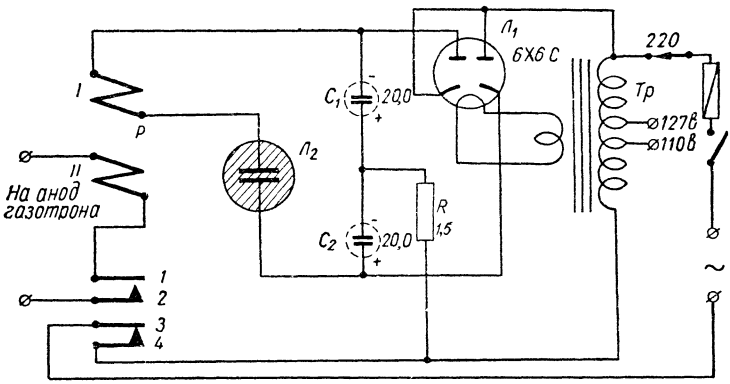


Рис. 722. Схема реле времени для включения газотронов.

При подключении переменного напряжения на силовой трансформатор (*Тр*) через нормально замкнутые контакты *3—4* подается напряжение на лампу $Л_1$ и в цепь накала газотрона (эта цепь на рисунке не показана). После разогрева накала лампы $Л_1$ происходит зарядка конденсаторов C_1 и C_2 через сопротивление R. Когда напряжение на конденсаторах достигнет напряжения зажигания разрядника $Л_2$, произойдет их разряд через обмотку *I* реле *Р* и реле сработает. При этом контакты *3—4* отключат питание реле времени, а через замкнувшиеся контакты *1—2* подается анодное напряжение на газотроны. Ток нагрузки выпрямителя будет проходить по обмотке *II* реле и оно останется притянутым.

При отключении питающего напряжения от выпрямителя и реле времени схема приходит в исходное состояние.

Время срабатывания реле *Р* определяется сопротивлением R, величину которого выбирают в зависимости от необходимой выдержки. При указанной на схеме величине $R = 1{,}5$ *Мом* реле срабатывает, примерно, через 5,5 мин.

Газовый разрядник $Л_2$ может быть взят типов РА-400, РА-350 или РБ-2. Количество витков обмотки *II* реле выбирается так, чтобы получить необходимые ампер-витки удерживания при минимальном токе выпрямителя. Контакты реле должны быть рассчитаны на ток до 3 *а*.

§ 11. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ОТСЧЕТА ВЫДЕРЖЕК ВРЕМЕНИ ПРИ ФОТОПЕЧАТИ

На рис. 723 приведена схема реле времени для автоматического отсчета выдержек времени при фотопечати. Диапазон выдержек изменяется от 1 до 128 сек. переключателем *II* скачками 1, 2, 4, 8, 16, 32 и 64 сек. и плавно потенциометром R_9.

Схема работает следующим образом. При кратковременном нажатии кнопки *К* напряжение от селенового выпрямителя B_1, B_2 подается на обмотку *II* реле, которое, сработав, контактами 3—4 блокирует контакты кнопки *Кн*. Одновременно контакты *5—6* замыкают цепь лампы $Л_3$ фотоувеличителя. При размыкании контактов *1—2* конденсатор C_1 начинает заряжаться. Когда напряжение на конденсаторе достигнет напряжения зажигания стабилитрона $Л_1$, он начнет разряжаться через обмотку *I* реле. Так как обмотки реле включены навстречу, то под действием тока разряда реле отпустит, контакты *5—6* разомкнутся и выключат лампу увеличителя. При этом схема придет в исходное состояние.

Выпрямитель B_1, B_2, собранный по схеме удвоения напряжения, изготовляется из 24 селеновых шайб диаметром 18 *мм* с выводом от середины. Выпрямленное напряжение стабилизировано стабилитроном $Л_2$. Потенциометр R_9 (10—20 *ком*) необходимо брать проволочный. Для того чтобы при движении движка потенциометра выдержка изменялась в 2 раза, необходимо выбрать сопротивление $R_{10} = 3R_9$.

На рис. 724 приведена схема реле времени для фотопечати на тиратроне с холодным катодом. При указанных на рисунке величинах элементов схема обеспечивает интервал выдержек от 0,5 до 60 *сек*. Схема является экономичной. Реле *Р* может быть применено любого типа на ток срабатывания 15—20 *ма*. Чтобы не перегревались детали, рекомендуется после срабатывания реле схему отключать от сети выключателем *Вк*.

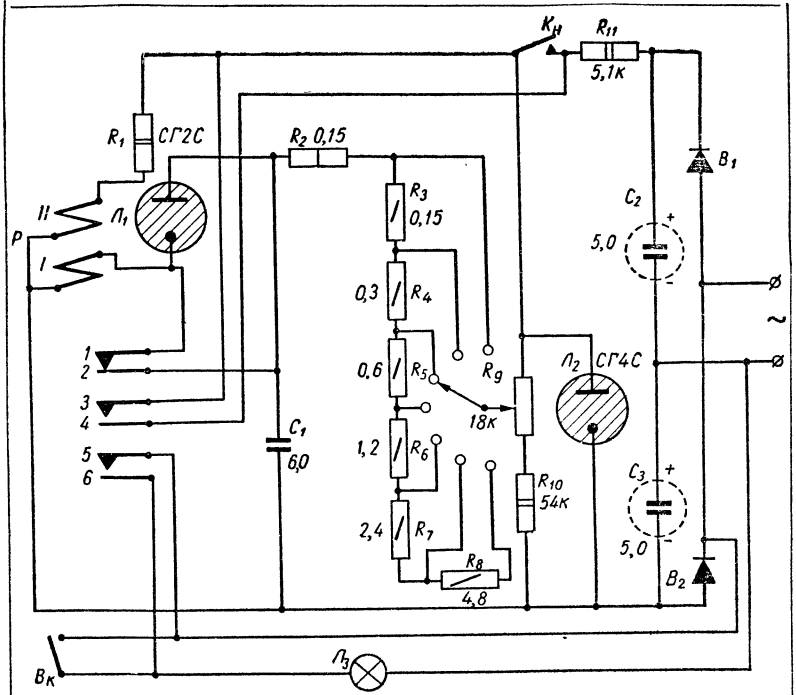


Рис. 723. Схема реле времени для автоматического отсчета выдержек времени при фотопечати.

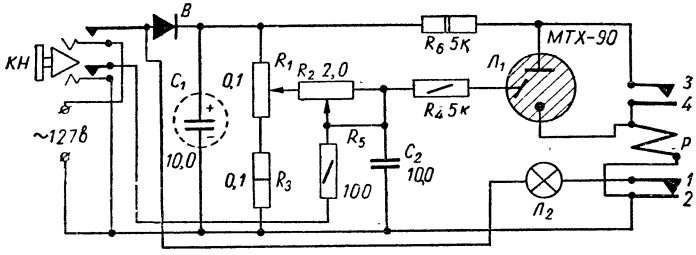


Рис. 724. Схема реле времени для автоматического отсчета выдержек времени при фотопечати на тиратроне с холодным катодом.

§ 12. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ С БОЛЬШИМ ДИАПАЗОНОМ ВЫДЕРЖЕК

Изображенная на рис. 725 схема реле времени характеризуется высокой стабильностью и обеспечивает выдержки времени от 0,1 до 100 сек.

При подключении выключателем *Вк* реле к сети через лампу $Л_1$ 6П6С проходит ток; реле P_1, включенное в анодную цепь лампы, сработает и разомкнет контакты *1—2*. Чтобы включить реле для отсчета выдержек времени, следует кратковременно нажать кнопку *Кн*. При этом конденсатор C_1 мгновенно зарядится через сопротивление R_5 до напряжения около 150 *в*. После отпускания кнопки *Кн* большое отрицательное напряжение конденсатора C_1 будет приложено к сетке лампы $Л_1$ и запрет ее. В результате этого реле P_1 обесточивается, контакты *1—2* замыкаются и создают цепь для работы мощного реле P_2, которое замкнет контакты *3—4*.

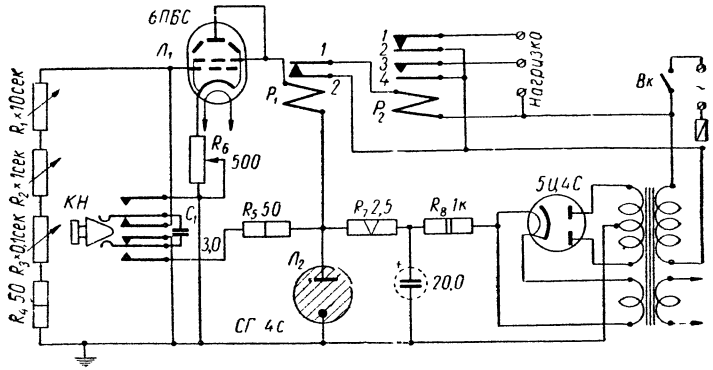


Рис. 725. Схема реле времени с большим диапазоном выдержек времени.

Для стабилизации работы схемы применяется стабилитрон типа СГ4С.

Выдержка времени определяется временем разряда конденсатора C_1 через три секционированные сопротивления R_1, R_2 и R_3.

Сопротивление R_1 выполнено из 10 сопротивлений по 1 *Мом*; R_2 — по 0,1 *Мом*; R_3 — по 0,01 *Мом*. Сопротивление R_1 служит для изменения выдержек времени скачками с интервалами 10 сек; R_2 — 1 сек.; R_3 — 0,1 сек. Общая выдержка времени равна сумме показаний на переключателях трех сопротивлений.

Реле P_1 можно взять типа РСМ-2, а реле переменного тока P_2 — типа МКУ-48. Приведенную схему реле времени можно применять в лабораторных условиях, где требуется большая стабильность работы и большой диапазон выдержек.

§ 13. АВТОМАТИЧЕСКИЙ ФОТОЭКСПОНОМЕТР

Автоматический фотоэкспонометр, схема которого приведена на рис. 726, представляет собой реле времени с фотоэлементом (фотодиодом). Время срабатывания реле определяется суммарной освещенностью светочувствительного слоя фотобумаги. Для этой цели к стойке увеличителя крепит-

ся фотоэлемент, заключенный в небольшом чехле так, чтобы фотокатод был направлен на экспонируемую бумагу. Время выдержки реле отсчитывается автоматически, вручную производится только коррекция и пуск реле.

Если переключатель $П_2$ установлен в положение *1* и переключатель $П_1$ — в положение *5*, то схема работает как обычное реле времени.

При замкнутом выключателе $ВК_2$ конденсатор C_5 заряжается до напряжения источника питания через сопротивления R_1 и R_2 и промежуток сетка — катод лампы $Л_2$. Так как промежуток сетка — катод обладает выпрямляющим действием, то конденсатор зарядится до амплитудного напряжения на обмотке *II* трансформатора *Тр*.

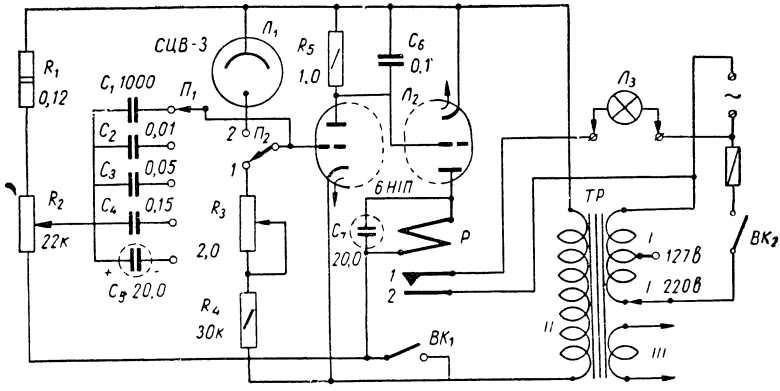


Рис. 726. Схема автоматического фотоэкспонометра.

Для запуска реле времени необходимо замкнуть контакты выключателя $ВК_1$. При этом напряжение на конденсатор C_5 будет приложено между сеткой и катодом левого триода $Л_2$ и закроет его. Так как ток через сопротивление R_5 уменьшится до нуля, то и падение напряжения на нем, являющееся напряжением смещения на правом триоде $Л_2$, также уменьшится до нуля. Это приведет к увеличению анодного тока этого триода и реле *Р* сработает, замкнет контакты *1—2* и включит лампу $Л_3$ увеличителя.

При разряде конденсатора C_5 через сопротивление R_3 и R_4 отрицательное напряжение на сетке левого триода будет уменьшаться, при определенном его значении триод откроется, а за счет падения напряжения на сопротивлении R_5 закроется правый триод, реле отпустит и выключит лампу увеличителя. Для повторного запуска реле выключатель $Вк_1$ необходимо разомкнуть. Выдержка времени изменяется плавно от 1 до 100 сек. переменным сопротивлением R_3.

Для автоматической печати следует переключатель $П_2$ поставить в положение *2* и вместо сопротивлений R_3, R_4 включить в цепь сетки триода фотоэлемент. В этом случае скорость разряда конденсатора C_5 будет определяться величиной тока через фотоэлемент, зависящего от освещенности.

Корректирование выдержки времени в зависимости от сорта бумаги производится переключателем $П_1$, а в зависимости от контрастности негатива — переменным сопротивлением R_2.

§ 14. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ ДЛЯ ВКЛЮЧЕНИЯ ОСВЕЩЕНИЯ

С целью экономии расхода электроэнергии в помещениях, не требующих постоянного освещения (коридор, подъезд и т. д.), могут применяться электронные реле времени с заданной выдержкой времени (от 30 сек. до 10 мин.). Одна из схем такого реле приведена на рис. 727. Для включения реле достаточно только коснуться рукой металлического штырька A, соединенного со стартовым электродом тиратрона $Л_1$. Так как стартовый электрод не соединяется с электрической сетью, то его можно соединить с металлической ручкой двери, ведущей в коридор или подъезд.

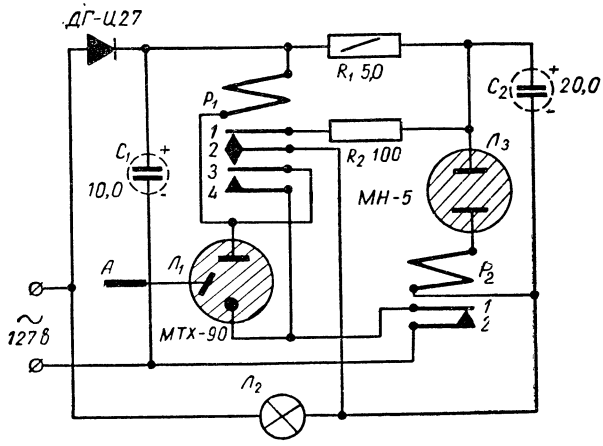


Рис. 727. Реле времени для включения освещения в коридорах, подъездах и т. д.

Схема работает следующим образом. Если прикоснуться к штырю, являющемуся стартовым электродом, то зажигается тиратрон, при этом срабатывает реле P_1, которое контактами *2—3—4* включает осветительную лампу $Л_2$. Одновременно через сопротивление R_1 заряжается конденсатор C_2 пока напряжение на нем не достигнет потенциала зажигания неоновой лампы $Л_3$. После этого лампа зажигается и конденсатор начинает разряжаться. От тока разряда конденсатора срабатывает реле P_2. При размыкании контактов *1—2* этого реле отключается реле P_1 и размыкаются его контакты *2—3—4*, лампа $Л_2$ гаснет. Через контакты *1—2* окончательно разряжается конденсатор C_2 и схема приходит в исходное состояние.

Обмотка реле P_1 рассчитывается на ток срабатывания около 15 *ма*, а обмотка реле P_2 — на 5÷10 *ма*. Величина сопротивления R_1 выбирается при наладке схемы.

§ 15. АВТОМАТ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УЛИЧНЫМ ОСВЕЩЕНИЕМ

На рис. 728 приведена схема автомата для включения уличного освещения. Схема работает следующим образом. При наступлении сумерек, когда освещенность фотоэлемента $Л_3$ уменьшается, ток, протекающий в

его цепи через сопротивление R_8, и падение напряжения на этом сопротивлении также уменьшаются. Напряжение смещения на лампе $Л_2$ в этом случае определяется только положением движка потенциометра R_2. Напряжение смещения выбирается так, чтобы лампа $Л_2$ была заперта. При этом падение напряжения на сопротивлении R_6 и напряжение смещения на правой половине лампы $Л_1$ будут также равны нулю. В результате этого увеличится ток в правой половине лампы $Л_1$, что приведет к увеличению падения напряжения на сопротивлении R_4. Под действием этого напряжения начнет заряжаться конденсатор C_1 через сопротивление R_3. При увеличении напряжения на конденсаторе, т. е. на сетке левой половины лампы $Л_1$, до 15 *в* она окажется запертой, реле, включенное в ее анодную цепь, отпустит якорь и замкнет контакты *1—2*, включающие цепь управления уличным освещением.

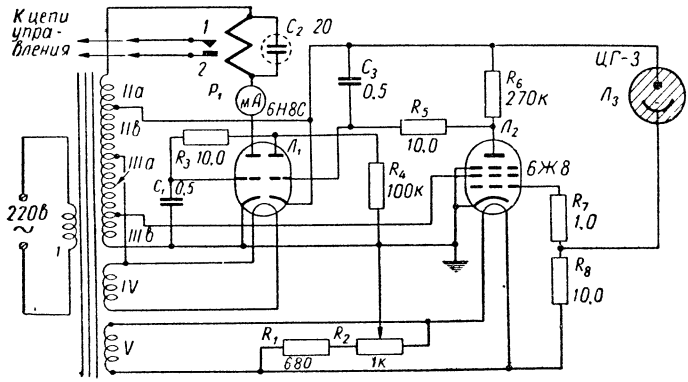


Рис. 728. Схема автомата для управления уличным освещением.

Утром при увеличении освещенности ток в цепи фотоэлемента возрастет, увеличится падение напряжения на сопротивлении R_8 и лампа $Л_2$ отопрется. При этом падение напряжения на сопротивлении будет увеличиваться, конденсатор C_3 начнет заряжаться через сопротивление R_5 и при определенном напряжении на этом конденсаторе правый триод лампы $Л_1$ окажется запертым. Падение напряжения на сопротивлении R_4 уменьшится и конденсатор C_1 начнет разряжаться через сопротивления R_3 и R_4. Напряжение на сетке левого триода лампы $Л_1$ увеличится, сработает реле P и выключит освещение.

Задерживающие цепочки R_5C_3 и R_3C_1 предохраняют автомат от ложных выключений при кратковременных (менее 30 сек.) изменениях освещенности, например, при вспышке молнии.

Чувствительность автомата регулируется потенциометром R_2. Реле P может быть любого типа с током срабатывания 10 *ма*. Силовой трансформатор выполняется на сердечнике Ш-20, толщина пакета 30 *мм*. Данные обмоток: *I* — 1540 витков провода ПЭЛ 0,31; повышающая обмотка — 1610 витков провода ПЭЛ 0,25 с отводами от 210 (*III б*), 350 (*III а*) и 700 (*II б*) витков, обмотки IV и V состоит из 45 витков провода ПЭЛ 0,64.

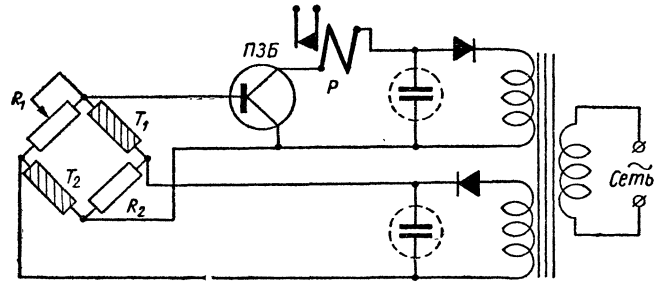


Рис. 729. Схема автомата для предохранения обмоток электрических машин от перегрева.

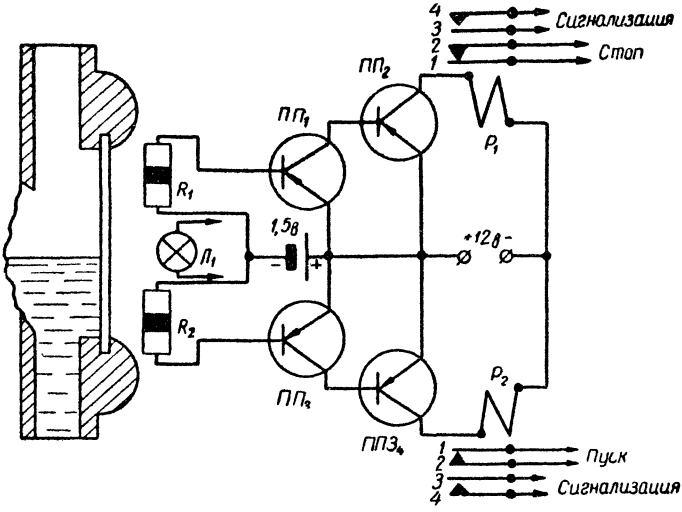


Рис. 730. Схема сигнализатора предельных уровней воды в паровых котлах.

§ 16. АВТОМАТ ДЛЯ ПРЕДОХРАНЕНИЯ ОБМОТОК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ОТ ПЕРЕГРЕВА

Автомат, схема которого приведена на рис. 729, состоит из двух датчиков температуры T_1 и T_2, включенных в плечи моста усилителя постоянного тока, выполненного на полупроводниковом триоде ПЗБ и реле P типа РСМ. Датчики температуры изготовляются в виде плоских катушек из провода марки ПЭ 0,05 сопротивлением по 800 *ом* и накладываются на обмотки электродвигателя. Если температура обмоток превысит допустимую, то мост настолько разбалансируется, что на выходе его получится напряжение, достаточное для срабатывания реле P, которое размыкает своими контактами цепь магнитного пускателя и отключает электродвигатель.

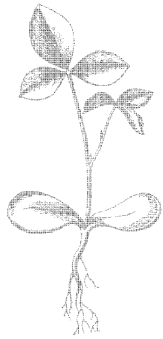
Схема предварительно регулируется. Для этого датчики погружаются в воду, нагретую до максимально допустимой температуры обмоток электрических машин, и изменением сопротивления R_1 добиваются срабатывания реле. После регулировки датчики устанавливаются на обмотки электродвигателя.

§ 17. СИГНАЛИЗАТОР ПРЕДЕЛЬНЫХ УРОВНЕЙ ВОДЫ В ПАРОВЫХ КОТЛАХ

Приведенная на рис. 730 схема сигнализатора предназначена для сигнализации и автоматического включения и выключения насосов при достижении предельно допустимых уровней воды в паровых котлах. Сигнализатор состоит из двух фотосопротивлений R_1 и R_2 типа ФСК-2, закрепленных на водомерном стекле клингера у верхней и нижней границ допустимых уровней, двух усилителей постоянного тока на полупроводниковых триодах, двух реле P_1 и P_2 и лампочки $Л_1$.

Когда вода достигает верхнего уровня, световой поток, попадающий на фотосопротивление R_1, уменьшается, при этом уменьшается ток в цепи эмиттера триода $ПП_2$, реле P_1 отпускает якорь, контакты *1—2* размыкают цепь магнитного пускателя, выключающего двигатель насоса, а контакты *3—4* включают световую и звуковую сигнализации. При достижении нижнего предельного уровня воды освещенность фотосопротивления R_2 увеличивается, в результате чего появляется ток в цепи эмиттера триода $ПП_4$, срабатывает реле P_2, которое контактами *1—2* включает электродвигатель насоса, а контактами *3—4* — цепь сигнализации.

ПРИЛОЖЕНИЯ



Scan AAW

Приложение 1

Сокращенные обозначения единиц измерения

Наименование	Сокращенное обозначение	Наименование	Сокращенное обозначение
Миллиграмм	*мг*	Люкс	*лк*
Грамм	*г*	Стильб	*сб*
Килограмм	*кг*	Фот	*фот*
Тонна	*т*	Фот-секунда	*фот-с*
Микрон	*мк*	Свеча	*св*
Миллиметр	*мм*	Микроампер	*мка*
Сантиметр	*см*	Миллиампер	*ма*
Метр	*м*	Ампер	*а*
Километр	*км*	Килоампер	*ка*
Секунда	сек.	Микровольт	*мкв*
Минута	мин.	Милливольт	*мв*
Час	час.	Вольт	*в*
Ом	*ом*	Киловольт	*кв*
Килоом	*ком*	Микроватт	*мквт*
Мегом	*Мом*	Милливатт	*мвт*
Пикофарада	*пф*	Гектоватт	*гвт*
Нанофарада	*нф*	Киловатт	*квт*
Микрофарада	*мкф*	Заряд электрона	*е*
Фарада	*ф*	Ампер-секунда (кулон)	*а-с* (*к*)
Микрогенри	*мкгн*	Эрг	*эрг*
Миллигенри	*мгн*	Ватт-секунда (Джоуль)	*вт-с* (*дж*)
Генри	*гн*	Ватт-час	*вт-ч*
Герц	*гц*	Гектоватт-час	*гвт-ч*
Килогерц	*кгц*	Киловатт-час	*квт-ч*
Мегагерц	*Мгц*	Калория	*кал*
Вольт-секунда (Вебер)	*в-с* (вб)	Килокалория	*ккал*
Гаусс	*гс*	Миллибар	*мбар*
Эрстед	*э*	Бар	*бар*
Ампер-виток	*ав*	Пьеза	*пз*
Люмен-секунда	*лм-с*		

Приложение 2

Приставки к единицам метрической системы

Наименование приставки	Отношение к основной единице	Сокращенное обозначение	
		русское	международное
Тера	10^{12}	*Т*	T
Гига	10^{9}	*Г*	G
Мега (мег)	10^{6}	*М*	M
Кило	10^{3}	*к*	k
Гекто	10^{2}	*г*	h
Дека	10	*дк*	da
Деци	10^{-1}	*д*	d
Санти	10^{-2}	*с*	c
Милли	10^{-3}	*м*	m
Микро	10^{-6}	*мк*	μ
Нано (миллимикро) . .	10^{-9}	*н*	n
Пико (микромикро) . .	10^{-12}	*п*	p

Приложение 3

Буквенные обозначения основных электрических величин

Величины	Обозначения
Длина волны	λ
Добротность	Q
Емкость электрическая	C
Заряд электрона	e
Индуктивность; коэффициент самоиндукции	L
Индуктивность взаимная; коэффициеит взаимоиндукции	M
Индукция магнитная	B
Количество электричества; заряд электрический	Q, q
Коэффициент магнитного рассеяния	σ
Коэффициент связи	k
Коэффициент трансформации	n
Коэффициент усиления	K
Мощность активная	P
Мощность кажущаяся	$P_к$
Мощность мгновенная	p
Мощность реактивная	$P_р$

Продолжение прил. 3

Величины	Обозначения
Напряженность электрического поля	E
Напряженность магнитного поля	H
Плотность тока	Δ, δ
Поток магнитный	Φ
Потокосцепление магнитное; полный магнитный поток	Ψ
Проводимость активная электрическая	g
Проводимость полная электрическая	Y
Проводимость реактивная электрическая	b
Проводимость удельная электрическая	γ
Проницаемость диэлектрическая	ε
Проницаемость магнитная	μ
Разность фаз напряжений и тока	φ
Сопротивление активное электрическое	R, r
Сопротивление полное электрическое	Z, z
Сопротивление реактивное электрическое	x
Сопротивление удельное электрическое	ρ
Сопротивление волновое	ρ
Температурный коэффициент сопротивления	α
Ток	I, i
Угол диэлектрических потерь	δ
Фаза начальная	ψ
Частота	f
Частота угловая	ω
Энергия	W
Электродвижущая сила	E, e

Приложение 4

Сокращенные обозначения некоторых терминов, применяемых в справочнике

Наименование	Сокращенные обозначения
Температурный коэффициент емкости	ТКЕ
» » индуктивности	ТКИ
» » сопротивления	ТКС
» » магнитной проницаемости	ТКμ
» » частоты	ТКЧ
Усилитель низкой частоты	УНЧ
» высокой частоты	УВЧ
» промежуточной частоты	УПЧ
Фильтр нижних частот	ФНЧ
Фильтр верхних частот	ФВЧ

Приложение 5

Диапазоны волн, используемых в радиотехнике

Диапазон волн	Сокращенное обозначение	Длина волны	Частота
Длинные волны	ДВ	более 3000 *м*	ниже 100 *кгц*
Средние волны	СВ	3000—200 »	100—1500 »
Промежуточные волны .	ПВ	200—50 »	1500—6000 »
Короткие волны	КВ	50—10 »	6—30 *Мгц*
Ультракороткие волны: Метровые . .	УКВ	10—1 »	30—300 »
Ультракороткие волны: Дециметровые	УКВ	1—0,1 »	300—3000 »
Ультракороткие волны: Сантиметровые	УКВ	10—1 *см*	3000—3000 »

ЛИТЕРАТУРА

К главе I

Гинкин Г. Г., Справочник по радиотехнике, Госэнергоиздат, 1948.

Жеребцов И. П., Радиотехника, М., Связьиздат, 1954.

Изюмов Н. М., Курс радиотехники, М., Воениздат, 1950.

Справочная книга радиолюбителя, Госэнергоиздат, 1951.

Справочник по радиотехнике, под ред. Смиренина Б. Л., Госэнергоиздат, 1950.

К главе II

Войшвилло Г. В., Общий курс радиотехники, Воениздат, 1950.

Жеребцов И. П., Радиотехника, М., Связьиздат, 1954.

Изюмов Н. М., Курс радиотехники. М., Воениздат, 1950.

Калашников А. М. и Степук Я. В., Основы радиотехники и радиолокации, книга 1, М., Воениздат, 1959.

К главе III

Рабчинская Г. И., Радиотехнические материалы, Госэнергоиздат, 1950.

Смоленский Г. А., Гуревич А. Г., Ферриты, ЛДНТП, 1957.

Справочник по электротехническим материалам, т. 1 и 2, Госэнергоиздат, 1958—1959.

Яманов С. А. и Смирнов С. А., Справочник по изоляционным материалам, Госэнергоиздат, 1947.

К главе IV

Волгов В. А., Детали контуров радиоаппаратуры, М.—Л., Госэнергоиздат, 1954.

Гальперин Б. С., Непроволочные сопротивления, Госэнергоиздат, 1958.

Гинзбург З. Б., Сопротивления и конденсаторы в радиосхемах, Госэнергоиздат, 1953.

Казарновский Д. М., Сегнетоэлектрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1956.

Малинин Р. М., Конденсаторы и сопротивления, Воениздат, 1959.

Ренне В. Т., Электрические конденсаторы, Госэнергоиздат, 1959.

К главе V

Волгов В. А., Детали контуров радиоаппаратуры, М.—Л., Госэнергоиздат, 1954.

Сифоров В. И., Радиоприемные устройства, Воениздат, 1954.

К главе VI

Казанский Н. В., Автотрансформатор, М.—Л., Госэнергоиздат, 1950.

Кризе С. Н., Выходные трансформаторы, М.—Л., Госэнергоиздат, 1950.

Подьяпольский А. Н., Как намотать трансформатор, М.—Л., Госэнергоиздат, 1953.

Рогинский В. Ю., Электрическое питание радиотехнических устройств, Госэнергоиздат, 1957.

Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1955.

К главе VII

Асеев Б. П., Колебательные цепи, Связьиздат, 1955.

Асеев Б. П., Фазовые соотношения в радиотехнике, Связьиздат, 1959.

Босый Н. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат УССР, 1960.

Голубцов М. Г., Электромеханические фильтры радиочастот, М.—Л., Госэнергоиздат, 1957.

Конашинский Д. А., Частотные электрические фильтры, М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

К главе VIII

Бектабегов А. К., Звукосниматели, Госэнергоиздат, 1958.

Ганзбург М. Д., Улучшение звучания приемника, Госэнергоиздат, 1958.

Дольник А. Г., Громкоговорители, Госэнергоиздат, 1958.

Иофе В. К., Электроакустика, М., Связьиздат, 1954.

Каталог аппаратуры, разработанной ИРПА, ОНТИ, 1957.

Каталог аппаратуры, разработанной ИРПА, ЦБНТИ по радиоэлектронике, 1958.

К главе IX

Абрамов Б., Лампы для радиовещательных и телевизионных приемников, М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.

Азатян А. Д. и Толкачева С. А., Германиевые диоды ДГ-Ц, М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.

Власов В. Ф., Электровакуумные приборы, Связьиздат, 1949.

Справочник по радиотехнике, под ред. Смиренина Б. Л., Госэнергоиздат, 1950.

Чечик Н. О., Фотоэлементы и их применение, М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.

Чечик Н. О., Сернисто-серебряные фотоэлементы, Институт физики АН УССР, 1955.

Чечик Н. О., Сернисто-кадмиевые фотосопротивления, Институт физики АН УССР, Киев, 1955.

Эфрусси М. М., Газовые стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1953.

К главе X

Кризе С. Н., Усилители напряжения низкой частоты, Госэнергоиздат, 1953.

Кушманов И., Фазоинверсные схемы в усилителях низкой частоты, Госэнергоиздат, 1955.

Лабутин В. К., Новое в технике высококачественного усиления, Госэнергоиздат, 1957.

Малинин Р. М., Усилители низкой частоты, Госэнергоиздат, 1953.

Ши Р. Ф., Усилители звуковой частоты на полупроводниковых триодах, Изд-во иностранной литературы, 1957.

Шиповский А. Н., Высококачественные усилители низкой частоты, Госэнергоиздат, 1952.

К главе XI

Айнбиндер И. М., Вопросы теории и расчета УКВ каскадов радиовещательного приемника, Госэнергоиздат, 1958.

Андреев И. В., Внешнее оформление приемника, Госэнергоиздат, 1958.

Бобров Н. В., Радиоприемные устройства, Госэнергоиздат, 1958.

Гурфинкель Б. Б., Растянутые диапазоны, Госэнергоиздат, 1947.

Джонс Дж., Приемники частотно-модулированных сигналов, Госэнергоиздат, 1959.

Енютин В. В., Как наладить супергетеродинный приемник, Изд-во ДОСААФ, 1956.

Костанди Г. Г., Самодельные ультракоротковолновые приставки и приемники, Госэнергоиздат, 1955.

Куликовский А. А., Новое в технике любительского радиоприема, Госэнергоиздат, 1954.

Лебедев В. Л., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1956.

Левенстерн И. И., Ультракоротковолновый тракт радиовещательного приемника, Госэнергоиздат, 1956.

Марголін Г. Г., Ремонт радіоприймачів, Держтехвидав УРСР, 1959.

Новаковский С. В. и Самойлов Г. П., Техника частотной модуляции в радиовещании, Госэнергоиздат, 1952.

Сифоров В. И., Радиоприемные устройства, Воениздат, 1954.

Троицкий Л. В., Схемы радиолюбительских приемников, Госэнергоиздат, 1956.

Чистяков Н. И., Радиоприем и работа радиоприемника, Воениздат, 1951.

К главе XII

Гуревич М. М., Цвет и его измерение, М.—Л., Изд-во АН СССР, 1950.

Ельяшкевич С. А., Справочник по телевизионным приемникам, М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Зворыкин В. К., Мортон Д. А., Телевидение, М., Изд-во иностранной литературы, 1956.

Кайвер М. С., Основы цветного телевидения. М., Изд-во иностранной литературы, 1957.

Калихман С. Г., Широкополосные усилители, «Радиотехника», 1953, № 6.

Катаев С. И., Генераторы импульсов телевизионной развертки, М.—Л., Госэнергоиздат, 1951.

Клопов А. Я., Рассадников К. И., Основы телевизионной техники, М.—Л., Госэнергоиздат, 1951.

Корниенко А. Я., Радиотрансляционный узел, М.—Л., Госэнергоиздат, 1950.

Крейцер В. Л., Принципы цветного телевидения, «Радио», 1959, № 11, 12.

Крейцер В. Л., Одновременная совместимая система цветного телевидения, «Радио», 1959, № 2, 3.

Аксентов Ю. В. и др., Телевидение, М., Связьиздат, 1960.

Сутягин В. Я., Схемы развертывающих устройств телевизионных приемников, М.—Л., Госэнергоиздат, 1951.

Халфин А. М., Основы телевизионной техники, Советское радио, 1955.

Шмаков П. В., Основы цветного и объемного телевидения, Советское радио, 1954.

Чистяков Н. И., Сидоров В. М. и Мельников В. С., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1958.

К главе XIII

Альтрихтер Э., Магнитная лента, Изд-во иностранной литературы, 1959.

Бургов В. А., Основы записи и воспроизведения звука, Изд-во «Искусство», 1954.

Козырев А. В. и Фабрик М. А., Конструирование любительских магнитофонов, Изд-во ДОСААФ, 1959.

Корольков В. Г., Электрические схемы магнитофонов, Госэнергоиздат, 1959.

Корольков В. Г., Магнитная запись звука, Госэнергоиздат, 1949.

Кушелев Ю. Н., Магнитофон-приставка, Госкиноиздат, 1953.

Матвеенко А. С., Любительская звукозапись, Изд-во «Искусство», 1959.

Упеник О., Запись звука на магнитной пленке, Госэнергоиздат, 1951.

К главе XIV

Воронин А. Н., Полупроводниковые термоэлектрогенераторы, ЛДНТП, 1957.

Гершгал Д. А., Расчет и конструирование вибропреобразователей, Изд-во ДОСААФ, 1956.

Дольник А. Г., Выпрямители с умножением напряжения, Госэнергоиздат, 1952.

Жеребцов И. П., Радиотехника, Связьиздат, 1954.

Журавлев А. А. и Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.

Лившиц С. Я., Феррорезонансные стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1951.

Конашинский Д. А., Электрические фильтры, Госэнергоиздат, 1953.

Мазель К. Б., Выпрямители и стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1951.

Мазель К. Б., Стабилизаторы напряжения и тока, Госэнергоиздат, 1955.

Рогинский В. Ю., Полупроводниковые выпрямители, Госэнергоиздат, 1957.

Рогинский В. Ю., Электрическое питание радиотехнических устройств, Госэнергоиздат, 1957.

Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, 1951.

Чечик П. О., Новые источники питания радиоаппаратуры, М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Эфрусси М. М., Газовые стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1952.

К главе XV

Адамский В. К. и Кершаков А. В., Приемные любительские антенны, Госэнергоиздат, 1949.

Анисимов В., Дальний прием телевидения, Изд-во ДОСААФ, 1956.

Загик С. Е. и Капчинский Л. М., Приемные телевизионные антенны, Госэнергоиздат, 1958.

Нелепец В. С., Антенны метровых волн, М., Воениздат, 1957.

Самойлов Г. П., Дальний прием телевизионных передач, Связьиздат, 1956.

К главе XVI

В помощь радиолюбителю, вып. 5, М., Изд-во ДОСААФ, 1958.

Мейерзон А. М., Радиоизмерительная техника, М., Госэнергоиздат, 1957.

Ремез Г. А., Радиоизмерения, М., Госэнергоиздат, 1959.

Ремез Г. А., Курс основных радиотехнических измерений, Связьиздат, М., 1956.

Справочник по радиоизмерительным приборам, т. 1, 3, 4, М., Госэнергоиздат, 1959.

Осипов К. Д., Пасынков В. В., Справочник по радиоизмерительным приборам, часть I, III и IV, Изд-во «Советское радио», М., 1959.

Шкурин Г. П., Справочник по электроизмерительным и радиоизмерительным приборам, Воениздат, 1955.

К главе XVII

Агейкин Д., Датчики, «Радио», 1959, № 10.

Аш З. Э., Реле, Воениздат, 1957.

Вострокнутов Н. Г., Техника измерения электрических и магнитных величин, Госэнергоиздат, 1958.

Декабрун И. Е., Электромагнитные поляризованные реле, М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Дружин Г. В., Реле времени, М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Малов В. С., Телемеханика в энергосистемах, М.—Л., Госэнергоиздат, 1951.

Мартынов Е. М., Бесконтактные переключающие устройства, М.—Л., Госэнергоиздат, 1958.

Сворень Р. и Федотов А., Ферритовое кольцо вместо электронной лампы, «Радио», 1960, № 2.

Сонин Е. К., Электронные приборы для фотопечати, М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.

Филатов К., Приборы малой автоматизации, «Радио», 1959, № 11.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоматическая подстройка частоты 413
— регулировка усиления 408, 431, 504
— — яркости 504
Автомобильные антенны 697
— приемники 424
Автотрансформаторы 142
Аккумуляторы кислотные 658
— серебряно-цинковые 663
— щелочные 661
Акустические системы 196
Альсиферы 62
Амперовольтомметры 741
Амплитудные ограничители 416
— селекторы 547
Анодный детектор 404, 472
Антенны автомобильные 697
— антишумовые 698
— открытые 695
— рамочные 700
— телевизионные 703
— ферритовые 701

Бар 174
Бареттеры 283
Батареи аккумуляторные 657
— гальванические 650
Биения 176
Блокинг-генераторы 512
Бумажные конденсаторы 83

Вариометры 118
Взаимоиндуктивность 16, 117
Вибраторы 685
Вибропреобразователи 685
Видеоусилители 450
Волновое сопротивление 33, 47, 721
Волномеры 752
Вольтметры ламповые 735
Входное сопротивление усилителя 312
— устройство приемника 386, 421
Выпрямители 226, 665
Высокочастотные кабели 47
Высота действующая антенны 694
Выходная мощность усилителя 311
Выходные пентоды 224
— трансформаторы 133

Газовые стабилитроны 277, 282
Газотроны 277, 278

Гальванические батареи 650
— элементы 650
Гексоды 207
Генераторные лампы 228
Генераторы для магнитофонов 643
— звуковые 744
— пилообразного напряжения 510
— — тока 540
— прямоугольных импульсов 759
— сигналов 746
Гептоды 207, 226
Гетеродинные волномеры 753
Гетеродины приемников 396, 427
Гистерезис 56
Головки магнитные 626
— — двухдорожечные 630
Громкоговорители 182
Громкость звука 175

Давление звуковое 174
Датчики 783
Двигатели для магнитофонов 625
Действие тока тепловое 10
Делители напряжения 8
Детектор анодный 404, 472
— двухтактный 472
— диодный 403, 472
— катодный 405
— регенеративный 405
— сеточный 404
— сверхрегенеративный 406
— частотный 416
Децибелы 174
Диапазон растянутый 390
— динамический 176, 312
Диапазоны волн 824
Динамические микрофоны 177
Диоды 201, 208
Диод-пентоды 222
Диод-триоды 214
Дифракция 176
Диэлектрическая проницаемость 13
Длина волны 18
Добротность конденсатора 73
— колебательного контура 31
— электронной лампы 206
Дроссели 119

Емкость аккумуляторов и гальванических элементов 650

Емкость кабеля погонная 47
— катушек индуктивности 111
— конденсаторов 13, 73

Железо карбонильное 59

Заземления 725
Закон Ома 5
Законы Кирхгофа 6
Запись магнитная 611
Затухание кабеля погонное 47
— контура колебательного 31
— фильтра 145
Звук 174
Звуковое давление 174
Звуковые генераторы 744
Звуконосители магнитные 613
Звукосниматели 190

Иглы для звукоснимателей 192
Избирательность колебательного контура 32
— приемника 377
Измерение добротности контуров 758
— емкости 755
— индуктивности 755
— напряжений 732
— параметров приемников 434
— сопротивлений 739
— токов 731
— частоты колебаний 752
Индикаторы настройки 216, 411, 508
— уровня записи 646
Индуктивность 16
— конденсатора собственная 75
Индукция магнитная 16, 56
Интерференция 176
Искажения в приемниках 377
— в усилителях 312
— при магнитной записи 612
Искатели шаговые 807

Кабели высокочастотные 47
Карбонильное железо 59
Каскады оконечные бестрансформаторные 369
— — двухтактные 322, 366
— — однотактные 315, 365
— — ультралинейные 329
— — экономичные 331
— с катодной нагрузкой 344
— усиления высокой частоты 393, 421, 425, 494
— — на сопротивлениях 333
— — промежуточной частоты 400 423, 428
— фазоинверсные 342
Каскодные схемы 429, 494
Катодный повторитель 344
Катушки индуктивносвязанные 116
— индуктивности корзиночные 110
— — многослойные 107
— — однослойные 105
— — секционированные 108
— — симметричные 116
— — с магнитными сердечниками 113, 120
Катушки индуктивности тороидальные 110
— — экранированные 111
Кварц 72
Кенотроны 209
Классы точности измерительных приборов 726
— — конденсаторов 73
— — сопротивлений 97
Клеи 53
Колебательные контуры 28
Кольца альсиферовые 62
Комбинированные микрофоны 180
— АМ/ЧМ приемники 421
Конденсаторные микрофоны 180
Конденсаторы бумажные 83
— керамические 78
— маркировка 76
— металлобумажные 83
— металлопленочные 87
— переменной емкости 95
— пленочные 87
— подстроечные 94
— проходные 87
— сегнетокерамические 79
— слюдяные 77
— стеклоэмалевые 83
— термокомпенсирующие 79
— термостабильные 79
— электролитические 87
Контуры колебательные 28
Корзиночные катушки индуктивности 110
Коррекция частотных характеристик 352, 452
— четкости в телевизорах 469
Коэрцитивная сила 56
Коэффициент взаимоиндукции 17
— гармоник 312
— направленного действия антенны 694
— отдачи аккумуляторов 657
— перекрытия диапазона частот 387
— пульсаций 670
— связи 34, 116
— сглаживания фильтра 670
— температурный емкости 75
— — сопротивления 37, 97
— усиления лампы 202
— частотных искажений 313
Кремниевые стабилитроны 262
Кривая намагничивания 56
— резонансная контура 30
Кривые равной громкости 176
Крутизна характеристики лампы 203
— преобразования 207

Лаки 52
Ламповые вольтметры 735
Лампы генераторные 228
— неоновые 282
Лентопротяжные механизмы 624
Линии фидерные 718
Литцендрат 39
Лучевые тетроды 204, 224

Магнитная запись, принцип 611
— — двухдорожечная 617
— индукция 16, 56
— проницаемость 16, 56, 57, 114
Магнитно-мягкие материалы 57

Магнитно-твердые материалы 70
Магнитные головки 626
— звуконосители 613
Магнитный поток 16
Магнитодиэлектрики 59
Магнитофоны 620
Магниты оксидные 70
Маркировка альсиферов 64
— бареттеров 283
— батарей гальванических 651
— конденсаторов 76
— магнитных головок 629
— оксиферов 65
— полупроводниковых приборов 247
— сопротивлений 98
— электронно-лучевых трубок 277
— электронных ламп 207
Материалы магнитные 53—72
— пьезоэлектрические 72
— электроизолирующие 52
Междуламповые трансформаторы 133
Металлобумажные конденсаторы 83
Механизмы лентопротяжные 624
Микрофонный эффект 314
Микрофоны 177
Многослойные катушки индуктивности 107
Монтажные провода 42
Мосты измерительные 740, 756
Мощность выходная усилителя 311
— конденсатора реактивная 74
— номинальная сопротивления 97
— электрического тока 10, 23

Напряженность поля магнитного 16
— — электрического 12
Настройка телевизионных приемников 561
Неоновые лампы 282
Непроволочные сопротивления 98

Обертона 176
Обмотки трансформаторов 123
Обмоточные провода 38
Обратные связи в усилителях 347, 364
Ограничитель амплитуды 416
— помех 411
Однослойные катушки индуктивности 105
Озвучивание 193
Оконечные каскады бестрансформаторные 369
— — двухтактные 322, 366
— — однотактные 315, 365
— — ультралинейные 329
— — экономичные 331
Оксидные магниты 70
Оксиферы 62
Октод 207
Омметры 739
Открытые антенны 695
Основные характеристики приемников 377
Осциллографы 747

Пентоды 204, 218, 224
Переменные сопротивления 100
Период 17
Пермаллой 59
Петля гистерезиса 56

Повторитель катодный 344
Подстройка частоты автоматическая 413
Полоса пропускания контура 31
Полосовые усилители 400, 473
Полупроводниковые диоды 230
— триоды 237
Помехи в телевидении 564
Порог болевого ощущения 176
— слышимости 176
Поток магнитный 16
Преобразователи вибрационные 685
— напряжения постоянного тока 685
— частоты 394, 423, 426, 489
Приборы электроизмерительные 726
Приемники автомобильные 424
— комбинированные АМ/ЧМ 421
— полупроводниковые 425
— регенеративные 405
— сверхрегенеративные 406
— скелетные схемы 383, 415, 421
— телевизионные 441
— телеграфные 414
— ЧМ сигналов 415
Принцип магнитной записи 611
— передачи изображений 437, 588
— телевидения 437, 588
Провода высокого сопротивления 46
— монтажные 42
— обмоточные 38
— высокочастотные 39
Проволочные сопротивления 101
Проницаемость диэлектрическая 13
— магнитная 16, 56, 57, 114

Работа электрического тока 10
Развертывающие устройства телевизоров 510
Разделение сигналов звука и изображения 503
— импульсов синхронизации 552
Растянутые поддиапазоны 390
Реверберация 176
Регенеративный детектор 405
— приемник 405
Регулировка громкости 372
— полосы пропускания 402
— тембра звука 354
— усиления 353, 372
— — автоматическая 408, 431, 504
— яркости 504
Резонанс 28, 30
Резонансная кривая колебательного контура 30
— характеристика приемника 377
— частота колебательного контура 28
Резонансный волномер 752
Реле-искатель 809
Реле времени 809, 811, 813, 815
— электромагнитные 789, 795, 796, 799
— электронные 802
Ретрансляционная станция 583
Рефлексные схемы 408, 424

Сверхрегенеративный приемник 406
Связанные колебательные контуры 34
Связи обратные в усилителях 347, 364
Сглаживающие фильтры 670

Сдвиг фаз 19
Сегнетовая соль 72
Селективность 32
Селекторы амплитудные 547
Селеновые выпрямители 226
Сердечники трансформаторов 122
Сеточный детектор 404
Сигнал-генераторы 746
Сила звука 174
— коэрцитивная 56
Силовые трансформаторы 126
Симметрирующие устройства телевизионных антенн 723
Системы акустические 196
— смесительные низкочастотные 357
— цветного телевидения ,588
Скелетные схемы магнитофонов 620
— — приемников вещательных 383, 415, 421
— — — телевизионных 441, 595
Слюдяные конденсаторы 77
Смесители 394, 489
Смесительные системы низкочастотные 357
Согласование антенны с фидером 721
Соединение индуктивностей 17
— конденсаторов 13
— сопротивлений 6, 23
Сопротивление волновое 33, 47, 721
Сопротивления добавочные к вольтметрам 729
— непроволочные 98
— переменные 100
— потерь 28
— проволочные 101
— удельное проводника 37
Сопряжение настроек контуров 398
Сплавы высокого сопротивления 45
— железо-никелевые 59
Стабилизаторы напряжения постоянного тока 674
— — феррорезонансные 678
— тока 283
Стабилизация режима полупроводниковых триодов 361
Стабилитроны газовые 277, 282
— кремниевые 262
Стабильность конденсаторов 75
— сопротивлений 97
Стали электротехнические 58
Стандарт телевизионный 438
Станция ретрансляционная 583
Супергетеродинный приемник 383
Схемы каскодные 429, 494
— рефлексные 408, 424

Телевизионные антенны 703
Телевизионный стандарт 438
— трансляционный узел 577
Телефоны 190
Тембр звука 176
Температурный коэффициент емкости 75
— — сопротивления 37, 97
Термисторы 283
Термопары 15
Термопреобразователи 283
Термореле 797
Термосопротивления 283
Термоэлектричество 15
Термоэлектрогенераторы 693
Термоэлектроизмерительные приборы 731
Тетроды 204, 218
Тиратроны 277, 278
Титанат бария 72
Ток плавления проводов 38
— несинусоидальный 26
Тон 176
Тороидальные катушки индуктивности 110
Трансляционный телевизионный узел 577
Трансформаторные усилители 340
Трансформаторы входные 132
— выходные 133
— междуламповые 133
— силовые 126
Триод-гептоды 207, 226
Триод-пентоды 207, 222
Триоды 202, 210
— полупроводниковые 237, 256, 258
Трубки электронно-лучевые 263, 266
Турмалин 72

Удельное сопротивление проводника 37
Умножители фотоэлектронные 287
Умформеры 688
Уровень громкости 175
— звукового давления 175
— силы звука 174
Усилители воспроизведения 631
— высокой частоты 393, 421, 425, 494
— записи 638
— мощности низкой частоты 314
— на сопротивлениях 333
— низкой частоты высококачественные 372
— пилообразного напряжения 519
— полосовые 400, 473
— полупроводниковые 360
— промежуточной частоты 400, 423, 428, 473
Устройства развертывающие телевизоров 510

Фаза 19
Фазовая характеристика фильтра 154
Фазоинверсные каскады 342
Ферриты 62
Ферровариометры 118
Феррорезонансные стабилизаторы напряжения 678
Фидерные линии 718
Фильтры электрические 145
— пьезоэлектрические 155
— сглаживающие 670
— электромеханические 159
Фосфат аммония 72
Фотосопротивления 288
Фотоэлектронные умножители 287
Фотоэлементы 287

Характеристика затухания фильтра 145
— направленности 177, 183, 694
— фазовая фильтра 154
— частотная усилителя 313

Цоколевка электронных и ионных приборов 291

Частота колебаний 17
— промежуточная, выбор 384
— резонансная 28
Частотная коррекция 352, 452
— характеристика 313
Частотные детекторы 416
Частотомеры 753

Шаговые искатели 807
Шумы сопротивлений 97
— усилителей 358
Шунты 727

Эквивалент антенны 435
Экранирование магнитных головок 629
Экранированные катушки индуктивности 111
Электрические фильтры 145
Электроизмерительные приборы 726
Электроизолирующие материалы 52
Электромагнитные реле 789, 795, 796, 799
Электромеханические фильтры 159
Электронно-лучевые трубки 263, 266
Электронные реле 802
— стабилизаторы напряжения 674
Электротехнические стали 58
Элементы гальванические 650
Энергия поля магнитного 26
— — электрического 26
Эффект микрофонный 314

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие ко второму изданию 3

Глава I. **Основные сведения из электротехники**

§ 1. Закон Ома 5
§ 2. Законы Кирхгофа 6
§ 3. Соединение сопротивлений 6
§ 4. Мощность, работа и тепловое действие тока 10
§ 5. Характеристики электрического поля 12
§ 6. Емкость. Соединение конденсаторов 13
§ 7. Термоэлектричество 15
§ 8. Характеристики магнитного поля 15
§ 9. Индуктивность и взаимоиндуктивность 16
§ 10. Соединение индуктивностей 17
§ 11. Параметры синусоидального тока 17
§ 12. Сопротивления в цепи переменного тока 20
§ 13. Последовательное и параллельное соединение активных и реактивных сопротивлений 23
§ 14. Мощность переменного синусоидального тока 23
§ 15. Несинусоидальные токи 26
§ 16. Пьезоэлектричество 27

Глава II. **Колебательные контуры**

§ 1. Последовательный колебательный контур 28
§ 2. Параллельный колебательный контур 29
§ 3. Резонансная кривая колебательного контура. Добротность контура. Полоса пропускания. Избирательность 30
§ 4. Связанные колебательные контуры 34

Глава III. **Электроматериалы**

§ 1. Удельное сопротивление и температурный коэффициент сопротивления 37
§ 2. Ток плавления проводов 38
§ 3. Медные обмоточные провода 38
§ 4. Монтажные провода 42
§ 5. Сплавы высокого омического сопротивления 45
§ 6. Провода высокого сопротивления 46
§ 7. Высокочастотные кабели 47
§ 8. Электроизолирующие материалы 52
§ 9. Ферромагнитные материалы 53
§ 10. Пьезоэлектрические материалы 72

Глава IV. **Конденсаторы и сопротивления**

§ 1. Основные параметры конденсаторов 73
§ 2. Конденсаторы постоянной емкости 77
§ 3. Подстроечные конденсаторы 94
§ 4. Конденсаторы переменной емкости 95
§ 5. Основные параметры сопротивлений 96
§ 6. Непроволочные сопротивления 98
§ 7. Проволочные сопротивления 101

Глава V. **Катушки индуктивности**

§ 1. Катушки контуров и катушки связи 105
§ 2. Собственная емкость катушек индуктивности 111
§ 3. Экранированные катушки 111
§ 4. Высокочастотные катушки с магнитными сердечниками . . . 113
§ 5. Методы подстройки индуктивности 116
§ 6. Симметричные катушки индуктивности 116
§ 7. Индуктивносвязанные катушки 116
§ 8. Вариометры 118
§ 9. Дроссели высокой частоты 119
§ 10. Низкочастотные катушки с сердечниками из ферромагнитных материалов 120

Глава VI. **Трансформаторы**

§ 1. Конструкция трансформаторов 122
§ 2. Маломощные силовые трансформаторы 126
§ 3. Трансформаторы низкой частоты 132
§ 4. Расчет выходных трансформаторов 138
§ 5. Автотрансформаторы 142

Глава VII. **Электрические фильтры**

§ 1. Фильтры типа K 146
§ 2. Фильтры типа m 149
§ 3. Фазовые характеристики фильтров 154
§ 4. Пьезоэлектрические фильтры 155
§ 5. Электромеханические фильтры 159
§ 6. RC-фильтры 162
§ 7. Влияние потерь в элементах фильтра на его характеристики . . 170
§ 8. Монтаж и наладка фильтров 170

Глава VIII. **Акустика и электроакустика**

§ 1. Единицы и определения 174
§ 2. Вещательные микрофоны 177
§ 3. Громкоговорители и телефоны 182
§ 4. Звукосниматели 190
§ 5. Озвучивание 193
§ 6. Акустические системы для воспроизведения звука 196

Глава IX. Электронные и ионные приборы

§ 1. Электронные лампы 201
§ 2. Полупроводниковые приборы 226
§ 3. Электронно-лучевые трубки 263
§ 4. Газоразрядные приборы 267
§ 5. Стабилизаторы тока, термопреобразователи, термосопротивления 283
§ 6. Фотоэлектрические приборы 287
§ 7. Схемы и цоколевки электронных приборов 291

Глава X. Усилители низкой частоты

§ 1. Основные показатели, характеризующие работу усилителя . 311
§ 2. Усилители мощности низкой частоты 314
§ 3. Однотактный оконечный каскад 315
§ 4. Двухтактный оконечный каскад 322
§ 5. Ультралинейный оконечный каскад 329
§ 6. Экономичные оконечные каскады батарейных приемников . 331
§ 7. Взаимосвязь между выходным каскадом и громкоговорителем . 332
§ 8. Усилители на сопротивлениях 333
§ 9. Трансформаторные усилители напряжения. 340
§ 10. Фазоинверсные каскады 342
§ 11. Каскад с катодной нагрузкой (катодный повторитель) 344
§ 12. Обратные связи в усилителях звуковых частот 347
§ 13. Коррекция частотных характеристик 352
§ 14. Регулировки в усилителях звуковых частот 353
§ 15. Низкочастотные смесительные системы 357
§ 16. Шумы в усилителях 358
§ 17. Усилители на полупроводниковых триодах 360
§ 18. Высококачественные усилители низкой частоты 372

Глава XI. Вещательные радиоприемники

§ 1. Основные характеристики 377
§ 2. Скелетные схемы радиоприемников 383
§ 3. Эскизный расчет супергетеродинного радиоприемника 384
§ 4. Входные устройства 386
§ 5. Растянутые поддиапазоны 390
§ 6. Каскады усиления высокой частоты (УВЧ). 393
§ 7. Преобразователи частоты 394
§ 8. Гетеродины 396
§ 9. Сопряжение настроек контуров в супергетеродине 398
§ 10. Усилители промежуточной частоты 400
§ 11. Детектирование 403
§ 12. Регенеративный приемник 405
§ 13. Сверхрегенеративный приемник 406
§ 14. Рефлексные схемы 408
§ 15. Автоматическая регулировка усиления 408
§ 16. Индикатор настройки 411
§ 17. Ограничитель помех 411
§ 18. Автоматическая подстройка частоты 413
§ 19. Прием телеграфных сигналов 414
§ 20. Особенности приемников частотно-модулированных сигналов . 415

§ 21. Ограничители и частотные детекторы 416
§ 22. Комбинированные АМ/ЧМ приемники 421
§ 23. Особенности автомобильных приемников 424
§ 24. Приемники на полупроводниковых триодах 425
§ 25. Измерения основных параметров вещательных приемников . . 434

Глава XII. Телевидение

§ 1. Принцип передачи телевизионных изображений 437
§ 2. Основные сведения о телевизионном стандарте СССР 438
§ 3. Скелетная схема телевизионного приемника 441
§ 4. Эскизный расчет телевизионного приемника 448
§ 5. Видеоусилители 450
§ 6. Детектирование 472
§ 7. Полосовые усилители 473
§ 8. Преобразование частоты 489
§ 9. Входные усилители телевизионных приемников 494
§ 10. Способы разделения сигналов изображения и звука 503
§ 11. Автоматические регулировки усиления и яркости 504
§ 12. Визуальные индикаторы настройки телевизоров 508
§ 13. Развертывающие устройства 510
§ 14. Настройка телевизионного приемника по испытательной таблице 561
§ 15. Борьба с помехами в телевидении 564
§ 16. Телевизионный трансляционный узел 577
§ 17. Простейшая ретрансляционная телевизионная станция. . . . 583
§ 18. Цветное телевидение 584

Глава XIII. Магнитная запись звука

§ 1. Принцип магнитной записи и воспроизведения звука 611
§ 2. Характеристики системы магнитной записи и воспроизведения звука 612
§ 3. Магнитные звуконосители 613
§ 4. Двухдорожечная магнитная запись звука 617
§ 5. Магнитофоны 620
§ 6. Лентопротяжные механизмы 624
§ 7. Магнитные головки 626
§ 8. Усилители воспроизведения 631
§ 9. Усилители записи 638
§ 10. Универсальные усилители 642
§ 11. Генераторы высокой частоты 643
§ 12. Индикаторы уровня записи 646
§ 13. Налаживание электрического тракта магнитофонов 647

Глава XIV. Электропитание радиоустройств

§ 1. Гальванические элементы и батареи 650
§ 2. Аккумуляторы 657
§ 3. Выпрямители 665
§ 4. Сглаживающие фильтры 670
§ 5. Стабилизаторы напряжения постоянного тока 674
§ 6. Феррорезонансные стабилизаторы напряжения 678

§ 7. Стабилизация тока баретгерами 683
§ 8. Преобразователи постоянного напряжения 685
§ 9. Термоэлектрогенераторы 693

Глава XV. **Приемные антенны**

§ 1. Основные характеристики приемных антенн 694
§ 2. Открытые антенны 695
§ 3. Антишумовые антенны 698
§ 4. Магнитные антенны 700
§ 5. Телевизионные приемные антенны 703
§ 6. Фидерные линии, согласующие и симметрирующие устройства ультракоротковолновых антенн 718
§ 7. Заземления 725

Глава XVI. **Измерения и измерительная аппаратура**

§ 1. Основные характеристики электроизмерительных стрелочных приборов 726
§ 2. Измерительные механизмы магнитоэлектрической системы . . 727
§ 3. Расширение пределов измерения электроизмерительных приборов 727
§ 4. Измерение токов 731
§ 5. Измерение напряжений 732
§ 6. Ламповые вольтметры 735
§ 7. Измерение сопротивлений 739
§ 8. Ампервольтомметры 741
§ 9. Измерительные генераторы звуковой частоты 744
§ 10. Генераторы сигналов 746
§ 11. Осциллографы 747
§ 12. Измерение частоты 752
§ 13. Измерение емкости и индуктивности 755
§ 14. Измерение добротности колебательных контуров 758
§ 15. Генераторы прямоугольных импульсов 759
§ 16. Технические характеристики и условные обозначения систем электроизмерительных приборов 760
§ 17. Основные технические характеристики некоторых промышленных приборов для радиоизмерений 762
§ 18. Схемы промышленных измерительных приборов 767
§ 19. Комбинированные радиолюбительские измерительные приборы . 779

Глава XVII. **Элементы автоматики и телемеханики**

§ 1. Датчики 783
§ 2. Электромагнитные нейтральные реле постоянного тока . . . 789
§ 3. Электромагнитные реле переменного тока 795
§ 4. Унифицированные реле 796
§ 5. Термореле 797
§ 6. Электромагнитные поляризованные реле 799
§ 7. Электронные реле 802
§ 8. Электромагнитные шаговые искатели 807
§ 9. Реле-искатель 809
§ 10. Реле времени для включения газотронов 809

§ 11. Реле времени для автоматического отсчета выдержек времени при фотопечати 811
§ 12. Реле времени с большим диапазоном выдержек 813
§ 13. Автоматический фотоэкспонометр 813
§ 14. Реле времени для включения освещения 815
§ 15. Автомат для управления уличным освещением 815
§ 16. Автомат для предохранения обмоток электрических машин от перегрева 818
§ 17. Сигнализатор предельных уровней воды в паровых котлах . . 818

Приложения 819
Литература 825
Предметный указатель 830

2 руб. 12 коп.

Госстехиздат УССР
Киев – 1962